S. MALATESTA

ELETTRONICA

RADIOTECNICA

VOL. III

EDITORE
C. CURSI
PISA

S. MALATESTA

ELETTRONICA E RADIOTECNICA

VOL. III - ELETTRONICA APPLICATA

EDITORE C. CURSI - PISA

SANTE MALATESTA
ORDINARIO NELL'ACCADEMIA NAVALE DI LIVORNO
DOCENTE NELL'UNIVERSITÀ DI PISA

ELEMENTI DI

ELETTRONICA
E
RADIOTECNICA

VOLUME TERZO

ELETTRONICA APPLICATA

EDITORE COLOMBO CURSI - PISA

STAMPATO IN ITALIA - PRINTED IN ITALY

VIETATA LA RIPRODUZIONE
PARZIALE E TOTALE

Le copie non firmate dall'autore sono contraffatte

© COPYRIGHT FEBRUARY 1968 BY COLOMBO CURSI EDITORE - PISA

INDUSTRIA TIPOGRAFICA — COLOMBO CURSI FU GIUSEPPE — PISA

PREFAZIONE

L'INTRODUZIONE nella tecnica elettronica e radio dei dispositivi a semiconduttori ha posto, già da qualche anno, il problema dell'aggiornamento dell' insegnamento dell' elettronica e della radiotecnica e dei relativi testi didattici, finora basati essenzialmente sull'uso dei tubi elettronici. La compilazione di questo testo risponde a tale esigenza: derivato dai miei volumi di Radiotecnica Generale e di Elettronica Generale ed Applicata, esso tenta di armonizzare la tecnica dei tubi con quella dei transistori, così che il lettore sia naturalmente portato ad acquisirle entrambe, contemporaneamente e senza preferenze.

Rispetto ai volumi che l'hanno preceduto, il testo attuale ha subìto rinnovamenti profondi, ma lo spirito ed i metodi a cui si informa sono rimasti i medesimi ed io spero che i nuovi lettori notino ed apprezzino quel costante sforzo di chiarezza che mi ha fatto guadagnare in passato l'amicizia dei lettori degli altri miei libri. Si vedrà, a tal proposito, come io abbia sempre cercato di non ingombrare la trattazione dei diversi argomenti con sviluppi matematici preponderanti; questi sono stati invece raccolti in appositi paragrafi o in appendici, in modo da fornire la giustificazione rigorosa di quelle proprietà che erano già state introdotte intuitivamente. Ciò permette di ridurre il pericolo che il lettore, nel primo approccio ad un determinato argomento, rivolga la sua attenzione sopratutto agli sviluppi matematici, che spesso rappresentano per lui la maggiore difficoltà, perdendo di vista il significato fisico ed il lato pratico dei fenomeni. Con questo accorgimento anche questo testo, come quelli che l'hanno preceduto, pur essendo destinato a lettori di cultura

universitaria, risulta pienamente accessibile alla vasta schiera dei tecnici che non posseggono tale cultura.

La suddivisione del testo in tre volumi è stata suggerita da motivi pratici. Non tutti coloro che si dedicano all'elettronica sono interessati ad argomenti che riguardano le telecomunicazioni; analogamente, coloro che si dedicano alla radiotecnica non sempre sono interessati alle operazioni sui segnali a scatto, alle tecniche dei calcolatori, della strumentazione e dei controlli. In tali casi, abbinando il primo volume (Fondamenti) al secondo (Radiotecnica) od al terzo (Elettronica Applicata), il lettore potrà ottenere un testo adatto alle sue particolari esigenze.

Con l'uso abbondante di figure illustrative, di schemi e di diagrammi, con l'impiego frequente di dati di catalogo e con numerosi esempi, ho cercato di rendere la materia viva ed attuale. Spero, con ciò, di essere riuscito efficace anche per i lettori autodidatti e per coloro che non hanno la possibilità di vedere l'applicazione tecnica e sperimentale delle nozioni esposte.

Sarò grato a quei cortesi lettori che vorranno farmi rilievi ed osservazioni o darmi suggerimenti. Esprimo la mia riconoscenza all' Editore per l'intelligente ed amorevole cura che ha dedicato alla stampa ed alla presentazione del testo.

SANTE MALATESTA

Pisa, 11 Febbraio 1967

INTRODUZIONE AL VOLUME TERZO

Scopo di questo terzo volume è lo studio della tecnica elettronica che interessa le applicazioni più varie, con esclusione della radiotecnica, trattata nel secondo volume. La sua lettura presuppone quella del Vol. I, sopratutto per quanto riguarda lo studio preliminare dei circuiti elettronici, dei tubi e dei transistori; solo in pochi, casi e non essenziali, è fatto riferimento alla materia trattata nel Vol. II.

Come negli altri volumi, la trattazione è impostata sul criterio di studiare le operazioni sui segnali: operazioni lineari, oggetto della Parte I, ed operazioni non lineari, oggetto della Parte II. I vari tipi di segnali che si incontreranno nel testo sono presentati nel Cap. I; in questo è anche introdotto il segnale a gradino, che sarà usato diffusamente come segnale di prova accanto al segnale sinusoidale.

Nel Cap. II è svolto lo studio, con segnali sinusoidali ed a gradino, dei partitori a resistenza e capacità, che sono una delle più semplici ed usate associazioni di elementi circuitali passivi. Nei capitoli terzo e quarto sono trattati i più semplici circuiti attivi, costituiti dagli amplificatori a resistenza, attuati con un singolo regolatore elettronico di corrente (tubo o transistore) o con due.

Nel Cap. V è studiato il collegamento a capacità e resistenza fra i suddetti amplificatori elementari e ne è esaminato il comportamento coi segnali a gradino e sinusoidali. Il comportamento con segnali video e le modificazioni che devono essere introdotte per l'amplificazione di tali segnali formano oggetto del Cap. VI. Il capitolo suc-

cessivo affronta il problema dell'amplificazione dei segnali molto lenti, paragonabili a tensioni e correnti continue (amplificatori per tensioni continue).

Un'immediata applicazione degli amplificatori per tensioni continue è vista nel Cap. VIII che tratta le operazioni di derivazione, integrazione, somma e combinazione lineare; operazioni che — compiute coi cosidetti amplificatori operazionali — sono fondamentali per le macchine calcolatrici analogiche, di cui è dato un piccolo cenno nel capitolo. La Parte I si conclude col Cap. IX in cui è esaminata un'operazione piuttosto particolare, ma abbastanza importante per la tecnica moderna, che è la traslazione temporale dei segnali ottenuta con linee a costanti distribuite e concentrate.

La Parte II è composta di tre capitoli: il Cap. X esamina due fondamentali operazioni non lineari, che sono la cimatura ed il fissaggio dei segnali. Il Cap. XI studia i circuiti destinati alla formazione dei più comuni segnali a scatto (tensioni impulsive, a denti di sega, ecc.); tipico di questa tecnica è il funzionamento dei tubi e dei transistori in qualità di interruttori elettronici. Tale caratteristico funzionamento è anche alla base dei circuiti a scatto (bistabili, monostabili ed astabili) che sono studiati nel Cap. XII, uno dei più impegnativi del testo.

Nei capitoli XIII, XIV e XV, che compongono la Parte III, sono prese in considerazione alcune tecniche particolari che permettono di mostrare l'utilizzazione dei circuiti, dei principî e dei metodi studiati nei capitoli precedenti. Oltre ad assolvere tale compito, le tecniche prese in esame (radartecnica e comunicazioni ad impulsi, televisione, strumentazione nucleare) offrono l'opportunità di introdurre alcuni argomenti che, nonostante la loro importanza, non hanno trovato una sede logica di studio nei capitoli precedenti. È consigliabile, perciò, che la lettura dei tre capitoli non sia trascurata anche da parte di coloro che non hanno un diretto interesse per le tecniche trattate.

S. M.

INDICE

PARTE PRIMA

ELETTRONICA LINEARE

CAP. I — Azione dei circuiti sui segnali continui ed a scatti.

1 - Oggetto dell'elettronica applicata . . . . . *pag.* 3
2 - Tensioni e correnti agenti nei circuiti elettronici. Segnali . . . . . » 4
3 - Azione dei circuiti sui segnali. Principio di sovrapposizione . . . . . » 8
4 - Studio dei circuiti in regime sinusoidale . . . . . » 9
5 - Studio dei circuiti con segnali a gradino: definizione e natura del segnale a gradino . . . . . » 11
6 - Generatori di segnali a gradino . . . . . » 16
7 - Modalità di studio dei circuiti lineari con segnali a gradino . . . . . » 17
8 - Richiami sulla capacità e sui condensatori . . . . . » 18
9 - Richiami sulla carica di un condensatore attraverso ad una resistenza . . » 21
10 - Transitori nei circuiti con induttanza e resistenza . . . . . » 23
11 - Proprietà delle funzioni esponenziali . . . . . » 24
12 - Generatore di segnali a gradino collegato ad un condensatore o ad un induttore . . . . . » 28
13 - Generalizzazione dei risultati precedenti. Regole pratiche per lo studio dei circuiti RC ed RL sottoposti a segnali a gradino . . . . . » 30
14 - Applicazione dei segnali a gradino ai circuiti con tubi elettronici e transistori . » 36

CAP. II — Circuiti elementari passivi: partitori.

1 - Generalità sui partitori di tensione. Partitore resistivo . . . . . » 39
2 - Misura in decibel dell'attenuazione e del rapporto di trasferimento . . . » 41
3 - Studio in regime sinusoidale del partitore RC . . . . . » 43
4 - Curve universali di risposta e di fase del partitore filtrante passa-basso RC . » 45
5 - Studio in regime sinusoidale del partitore passa-alto CR . . . . . » 47
6 - Funzione di trasferimento dei partitori filtranti RC e CR. Rappresentazioni grafiche polari . . . . . » 50
7 - Comportamento dei partitori filtranti RC e CR sottoposti a segnali a gradino . » 52

8 - Funzione caratteristica e curva di risposta transitoria dei partitori RC e CR e di un quadripolo lineare generico . . . . . pag. 55
9 - Partitore a resistenza e capacità connesso ad una resistenza di utilizzazione . » 58
10 - Partitore CR alimentato da un generatore con resistenza interna non nulla . » 64
11 - Risposta dei partitori RC e CR a vari tipi di segnali a scatto: impulso rettangolare . . . . . » 68
12 - Applicazione di segnali a rampa ai partitori filtranti passa-basso e passa-alto . » 71
13 - Applicazioni di segnali a gradino con fronte obliquo ai partitori filtranti . » 74

CAP. III — Circuiti elementari attivi: Amplificatori a resistenza con un singolo tubo o transistore.

1 - Circuiti elementari attivi . . . . . » 77
2 - Amplificatori a resistenza: le tre disposizioni fondamentali dei tubi e dei transistori . . . . . » 81
3 - Disposizione con emettitore a massa: circuito con tubo elettronico . . » 84
4 - Amplificatori con catodo a massa (entrata di griglia ed uscita anodica) . » 89
5 - Disposizione con collettore a massa: circuito con tubo elettronico . . » 93
6 - Amplificatore con placca a massa (trasferitore catodico) . . . . . » 99
7 - Disposizione con griglia a massa . . . . . » 106
8 - Disposizione con griglia a massa (entrata catodica, uscita anodica) . . » 109
9 - Amplificatore con uscita anodica e catodica . . . . . » 115
10 - Studio dell'amplificatore a doppia uscita col metodo del circuito differenziale . » 120
11 - Amplificatori a transistori con uscita dal collettore e dall'emettitore: studio grafico . . . . . » 125
12 - Studio per mezzo del circuito differenziale dell'amplificatore a transistori con doppia uscita . . . . . » 134
13 - Amplificatore con emettitore a massa ed uscita di collettore . . . . . » 139
14 - Amplificatore con collettore a massa ed uscita di emettitore (trasferitore di emettitore) . . . . . » 144
15 - Amplificatore con base a massa (entrata di emettitore, uscita di collettore) . » 149

CAP. IV — Circuiti elementari attivi: Amplificatori a resistenza con tubi o transistori associati.

1 - Generalità . . . . . » 154
2 - Trasferitori di emettitore in cascata. Configurazione di Darlington . . » 157
3 - Sostituzione della resistenza R_e con un bipolo elettronico ad alta resistenza equivalente . . . . . » 161
4 - Generalità sugli amplificatori a doppia entrata con uscita differenziale . . » 166
5 - Amplificatore differenziale ad accoppiamento di emettitore . . . . . » 168
6 - Studio degli amplificatori accoppiati di emettitore col metodo del circuito differenziale. . . . . » 174
7 - Amplificatore differenziale simmetrico ad accoppiamento di emettitore . » 179
8 - Studio degli amplificatori simmetrici ad accoppiamento di emettitore col metodo del circuito differenziale . . . . . » 184
9 - Amplificatore simmetrico ad accoppiamento di emettitore con entrate ed uscite bilanciate (amplificatore push-pull) . . . . . » 187

CAP. V — Amplificatori a resistenza e capacità.

1 - Collegamento in cascata dei circuiti elettronici studiati . . . . . *pag.* 191
2 - Effetto della capacità di accoppiamento e delle capacità parassite sul comportamento degli amplificatori a resistenza: segnali sinusoidali . » 195
3 - Effetto del collegamento a capacità e delle capacità parassite sul comportamento degli amplificatori a resistenza: segnali a gradino . . » 202
4 - Collegamento a capacità fra due amplificatori con emettitore a massa ed uscita di collettore . . . . . » 206
5 - Funzione di trasferimento dell'amplificatore a resistenza e capacità . . » 212
6 - Trasferitore catodico collegato ad una resistenza di utilizzazione mediante una capacità . . . . . » 214
7 - Modificazioni del comportamento degli amplificatori a resistenza e capacità prodotte dai dispositivi di polarizzazione e stabilizzazione . . » 218

CAP. VI — Amplificazione video.

1 - Generalità sull'amplificazione video . . . . . » 225
2 - Modificazione della composizione armonica dei segnali prodotta da un amplificatore a resistenza e capacità . . . . . » 226
3 - Modificazione della forma dei segnali rettangolari ed impulsivi prodotta da un amplificatore a resistenza e capacità . . . . . » 231
4 - Elementi di progetto di un amplificatore a resistenza e capacità per segnali video . . . . . » 236
5 - Esempio di calcolo di un amplificatore a resistenza e capacità a pentodi per segnali video . . . . . » 239
6 - Compensazione in bassa frequenza degli amplificatori a resistenza e capacità . » 243
7 - Generalità sulla compensazione in alta frequenza degli amplificatori a resistenza e capacità . . . . . » 246
8 - Compensazione in alta frequenza mediante induttanze in serie alle resistenze di carico degli amplificatori . . . . . » 248
9 - Comportamento dell'amplificatore compensato con segnali d'ingresso a gradino e rettangolari . . . . . » 254
10 - Amplificatori con più stadi in cascata . . . . . » 260
11 - Studio analitico dell'amplificatore compensato in alta frequenza . . . . » 265

CAP. VII — Amplificatori per tensioni continue.

1 - Generalità sull'amplificazione di tensioni continue . . . . . » 275
2 - Collegamento diretto, mediante partitore resistivo e controtensione, di due stadi di amplificazione a tubi . . . . . » 279
3 - Comportamento dell'amplificatore a collegamento diretto a tubi di fronte a segnali sinusoidali ed a gradino . . . . . » 284
4 - Collegamento diretto di amplificatori a transistori . . . . . » 289
5 - Instabilità degli amplificatori a collegamento diretto: deriva . . . . » 293
6 - Uso degli amplificatori differenziali per ridurre la deriva . . . . . » 297
7 - Elementi pratici riguardanti l'alimentazione e la polarizzazione degli amplificatori per tensioni continue . . . . . » 303

8 - Amplificazione di tensioni continue mediante loro conversione in tensioni alternate . . . . . pag. 310
9 - Amplificatore per tensioni continue con stabilizzazione a chopper . . . » 314

CAP. VIII — Operazioni lineari sui segnali.

1 - Generalità sulle operazioni che si compiono sui segnali: integrazione e derivazione . . . . . » 319
2 - Integratore a resistenza e capacità . . . . . » 320
3 - Derivatore (differenziatore) a capacità e resistenza . . . . . » 323
4 - Uso dei partitori RC per integrare segnali del tipo a scatto . . . . . » 326
5 - Comportamento del differenziatore a capacità e resistenza di fronte a segnali a gradino e ad altri semplici segnali . . . . . » 330
6 - Associazione degli integratori e derivatori a resistenza e capacità agli amplificatori . . . . . » 333
7 - Richiami sulla reazione negativa . . . . . » 336
8 - Costituzione degli amplificatori destinati a compiere le operazioni lineari . » 340
9 - Operazioni lineari compiute con l'ausilio della reazione: amplificatori operazionali . . . . . » 344
10 - Gli amplificatori operazionali integratori e derivatori considerati come circuiti a resistenza e capacità. Effetto Miller . . . . . » 347
11 - Il principio del cortocircuito virtuale negli amplificatori operazionali . . » 350
12 - Uso dell'amplificatore operazionale per moltiplicare un segnale per una costante numerica . . . . . » 352
13 - Amplificatore operazionale con più segnali d'ingresso. Sommatore . . . » 353
14 - Cenno sulle macchine calcolatrici analogiche . . . . . » 356

CAP. IX — Traslazione temporale dei segnali.

1 - Traslazione temporale dei segnali (ritardo) prodotta dalle linee . . . » 363
2 - Riflessione delle onde a gradino . . . . . » 365
3 - Linee con estremo aperto ed in cortocircuito considerate come elementi circuitali . . . . . » 368
4 - Formazione di impulsi rettangolari mediante linee con estremo aperto od in cortocircuito . . . . . » 372
5 - Costituzione delle linee di ritardo: linee artificiali . . . . . » 375
6 - Deduzione degli elementi utili delle linee artificiali . . . . . » 379

PARTE SECONDA

ELETTRONICA NON LINEARE

CAP. X — Operazioni sui segnali compiute da circuiti non lineari. Cimatori e fissatori.

1 - Generalità . . . . . » 385
2 - Circuiti cimatori a diodo: principio di funzionamento . . . . . » 386

3 - Altri schemi di cimatori a diodi. Effetto delle capacità parassite . . . *pag.* 390
4 - Cimatura dei segnali ottenuta con tubi a griglia di controllo . . . . » 392
5 - Cimatura dei segnali ottenuta con trasistori . . . . . » 397
6 - Generalità sulla componente continua dei segnali. Cambiamento del valor medio di un segnale . . . . . » 401
7 - Principio di funzionamento dei fissatori . . . . . » 403
8 - Schemi di fissatori a diodo . . . . . » 408
9 - Studio dei fissatori con segnali rettangolari . . . . . » 411
10 - Fissaggio nel circuito di griglia e polarizzazione automatica . . . . » 413

CAP. XI — **Produzione di segnali a scatto con transistori e tubi usati come interruttori.**

1 - Generalità sull'impiego dei tubi in funzione di interruttori per produrre speciali segnali a scatto . . . . . » 415
2 - Generazione dei segnali a denti di sega . . . . . » 416
3 - Formazione dei segnali a dente di sega: criteri generali di studio dei circuiti RC ed RL con interruttori . . . . . » 418
4 - Formazione dei segnali a dente di sega: comportamento del tubo elettronico in funzione di interruttore . . . . . » 424
5 - Formazione dei segnali a denti di sega: uso del transistore come interruttore elettronico . . . . . » 430
6 - Circuito ad induttanza e resistenza per la formazione di segnali a guizzo . » 433
7 - Circuito a capacità e resistenza per la formazione di segnali a guizzo . . » 437
8 - Formatore di segnali a guizzo a capacità e resistenza seguito da amplificatore . » 444
9 - Circuito a campanello . . . . . » 449

CAP. XII — **Circuiti a scatto e multivibratori.**

1 - Generalità sui circuiti a scatto . . . . . » 437
2 - Funzionamento a scatto dell'interruttore elettronico nel caso in cui il circuito di reazione è un amplificatore . . . . . » 455
3 - Circuiti a scatto astabili a resistenza e capacità: multivibratore di Abraham . » 457
4 - Esame quantitativo del funzionamento del multivibratore di Abraham . » 467
5 - Sincronizzazione dei multivibratori . . . . . » 475
6 - Circuito a scatto monostabile (Multivibratore monostabile) . . . . » 477
7 - Modificazioni circuitali del circuito monostabile. Applicazione degli impulsi grilletto . . . . . » 482
8 - Multivibratore (monostabile ed astabile) ad accoppiamento di emettitore . » 493
9 - Calcolo del circuito monostabile ad accoppiamento di emettitore in un esempio particolare . . . . . » 498
10 - Circuiti a scatto bistabili: circuito di Eccles-Jordan . . . . . » 503
11 - Sistemi di comando del circuito di Eccles-Jordan. Scala binaria . . . » 510
12 - Circuito bistabile ad accoppiamento di emettitore (circuito di Schmitt) . » 515
13 - Calcolo del circuito di Schmitt in un esempio particolare . . . . » 519
14 - Multivibratore a trasformatore (Oscillatore bloccato) . . . . . » 522
15 - Elementi pratici sul multivibratore a trasformatore . . . . . » 527
16 - Circuiti a scatto con thyratron . . . . . » 530

PARTE TERZA

TECNICHE PARTICOLARI

CAP. XIII — L'elettronica nella tecnica del radar e delle comunicazioni ad impulsi.

1 - Generalità sulle tecniche prese in considerazione . . . . . *pag.* 537
2 - Cenni sull'elettronica del radar: schema di principio di un radar . . . » 537
3 - Costituzione dei modulatori per magnetron . . . . . » 539
4 - Generalità sull'indicatore del radar . . . . . » 543
5 - Costituzione dell'indicatore: tubo a raggi catodici . . . . . » 546
6 - Generazione dell'impulso intensificatore e della tensione a denti di sega . » 549
7 - Linearizzazione della tensione a denti di sega: circuito bootstrap . . . » 551
8 - Generazione delle marche di distanza per la taratura dell'indicatore . . » 554
9 - Generalità sui sistemi di comunicazione ad impulsi . . . . . » 556
10 - Sistemi di comunicazione multiplex ad impulsi . . . . . » 561
11 - Il rumore nei sistemi di comunicazione ad impulsi . . . . . » 566
12 - Mezzi impiegati per effettuare la modulazione in durata ed in posizione e corrispondenti sistemi di demodulazione . . . . . » 568

CAP. XIV — L'elettronica nella tecnica televisiva.

1 - Generalità sull'applicazione dell'elettronica alla televisione . . . . » 573
2 - Elementi riguardanti il movimento di scansione del pennello elettronico . » 575
3 - Natura e costituzione del segnale televisivo . . . . . » 578
4 - Estrazione dei segnali di sincronismo orizzontali e verticali e loro separazione . » 583
5 - Generazione delle correnti a denti di sega per la deviazione orizzontale e verticale . . . . . » 586

CAP. XV — L'elettronica applicata alla strumentazione nucleare.

1 - L'elettronica nella strumentazione nucleare . . . . . » 595
2 - Costituzione e funzionamento di un tipico rivelatore (camera di ionizzazione) . » 596
3 - Amplificazione e misura della corrente I_o . . . . . » 600
4 - Amplificazione della corrente I_o con la tecnica degli amplificatori operazionali . » 604
5 - Amplificatore logaritmico per la misura di I_o . . . . . » 607
6 - Misura del periodo di un reattore nucleare . . . . . » 612
7 - Generalità sulle misure compiute col metodo impulsivo . . . . . » 614
8 - Amplificazione degli impulsi del rivelatore . . . . . » 618
9 - Il rumore nell'amplificazione degli impulsi . . . . . » 623
10 - Discriminazione di ampiezza degli impulsi: uso del circuito di Schmitt . » 627
11 - Demoltiplicazione degli impulsi: scala binaria . . . . . » 631
12 - Scala di demoltiplicazione decadica . . . . . » 639
13 - Misuratore del ritmo medio degli impulsi . . . . . » 645
14 - Circuiti di coincidenza ed anticoincidenza . . . . . » 648

INDICE ALFABETICO . . . . . » 655

PARTE PRIMA

ELETTRONICA LINEARE

CAPITOLO I

AZIONE DEI CIRCUITI SUI SEGNALI CONTINUI ED A SCATTI

1. — Oggetto dell'elettronica applicata.

Le applicazioni dell'elettronica alla scienza ed alla tecnica sono vastissime e conducono ad un numero e ad una varietà veramente imponente di apparati elettronici, tanto da scoraggiare chi voglia farsene un'idea, anche solo generica.

Fortunatamente i circuiti, i principi generali ed i metodi di lavoro su cui si basano le suddette applicazioni ed i relativi apparati sono abbastanza limitati e sono acquisibili senza eccessiva difficoltà. Risulta così possibile — senza necessità di esaminare i singoli casi — giungere ad una conoscenza dell'*elettronica applicata* sufficiente per affrontare qualsiasi problema di applicazione.

Partendo dai *fondamenti* già acquisiti nel Vol. I di questo testo, il presente volume si propone di fornire, nel senso sopra detto, le basi per la conoscenza dell'*elettronica applicata*, facendo naturalmente astrazione dalla *radiotecnica*, a cui è dedicato il Vol. II.

Come sappiamo, le applicazioni dell'elettronica, si esplicano sempre attraverso gli *apparati elettronici* (televisore, elaboratore elettronico, oscillografo, voltmetro elettronico, ecc.); questi, quasi come organismi viventi, sono l'unione armonica di vari organi aventi ciascuno una *funzione* determinata ed operanti in stretta relazione fra loro per un fine prestabilito e proprio dell'apparato stesso. Come abbiamo già visto nei volumi precedenti, le funzioni dei vari organi consistono essenzialmente

in *operazioni sui segnali.* Nello studio che faremo ci renderemo conto della natura di queste operazioni e dei metodi per ottenerle; conviene però fin d'ora, come abbiamo fatto negli altri volumi, approfondire la conoscenza dei segnali che formeranno l'oggetto delle operazioni stesse.

2. — Tensioni e correnti agenti nei circuiti elettronici. Segnali.

Negli apparati elettronici agiscono tensioni e correnti continue per l'alimentazione e la polarizzazione dei tubi e dei transistori, tensioni e correnti alternate a frequenza industriale, sopratutto per l'alimentazione degli apparati stessi, e *segnali.* Questi, come sappiamo (Vol. I, Cap. I, n. 3) sono tensioni e correnti funzioni del tempo:

$$(1) \qquad v=x(t) \quad , \quad i=x(t) \; ,$$

il cui andamento è generalmente legato a quello di determinate grandezze fisiche (pressione sonora, intensità luminosa, temperatura, ecc.) o di enti matematici e geometrici (successioni di numeri, angoli) od a messaggi in codice (ad es.: messaggi telegrafici).

Un tipo di segnale molto comune — che è stato frequente oggetto di studio nel Vol. I — è quello in cui $x(t)$ ha in ogni istante, valore proporzionale (o, quanto meno, strettamente dipendente) a quello della grandezza interessata: è questo il caso, ad esempio, della tensione che si ha all'uscita di un microfono (che è proporzionale, istante per istante, alla pressione sonora) o della corrente di una camera di ionizzazione (Cap. XV, n. 2), che in determinate condizioni è proporzionale al flusso neutronico che l'attraversa.

Sono però anche molto comuni — e formeranno importante oggetto di studio di questo volume — dei segnali che non hanno andamento continuo come il precedente ma presentano bruschi scatti ed apparenti discontinuità. Tali segnali (presenti in particolare nei radar, nella televisione, nei sistemi di comunicazioni ad impulsi, nelle macchine calcolatrici numeriche, nella strumentazione, ecc.) costituiscono spesso successioni di *impulsi* approssimativamente rettangolari, triangolari o con altre forme più varie, le cui caratteristiche sono in vario modo legate alla grandezza a cui il segnale corrisponde.

Qualche volta i segnali (continui od a scatto) hanno andamento conosciuto con precisione ed anzi possono essere funzioni periodiche del

tempo (segnali sinusoidali, rettangolari, a denti di sega, ecc.). Ciò avviene generalmente per quei segnali che svolgono, per così dire, delle funzioni di servizio interno agli apparati (*segnali di servizio*); è questo, ad esempio, il caso della tensione a denti di sega che nell'oscillografo dà origine all'asse dei tempi (Vol. I, Cap. XV, n. 4).

Più spesso i segnali hanno un andamento che varia continuamente nel tempo in maniera imprecisabile, proprio per la natura stessa della *informazione* che essi portano relativamente ad una determinata grandezza (*segnali di informazione*). Lo studio di questi segnali presenta un ordine di difficoltà ben maggiore a quella dei primi sia teorica, sia sperimentale in relazione alla loro applicazione ai circuiti. In pratica, come sappiamo, mentre nel caso dei segnali ad andamento noto il comportamento dei circuiti viene studiato applicando ad essi gli effettivi segnali di lavoro, nel caso generale lo studio viene compiuto mediante particolari *segnali di prova* ad andamento esattamente conosciuto; dal comportamento dei circuiti di fronte a tali segnali se ne arguisce il loro comportamento di fronte agli effettivi segnali di lavoro.

Nei volumi precedenti abbiamo fatto grande uso del *segnale di prova sinusoidale*: qui impiegheremo diffusamente, insieme ad esso, il *segnale a gradino*, appena accennato come segnale di prova nel Vol. I (Cap. I, n. 4-7). La genesi e l'andamento di un segnale a gradino (*gradino di tensione*) sono indicati nella figura 1: quando l'interruttore è aperto, la tensione v ai morsetti è nulla ($v=0$); nell'istante t_0, in cui l'interruttore viene chiuso, la tensione v assume un valore pari alla f.e.m, E del generatore ($v=E$) e lo conserva nel tempo successivo. In maniera analoga può ottenersi un *gradino di corrente* e così pure un segnale a gradino negativo invece che positivo.

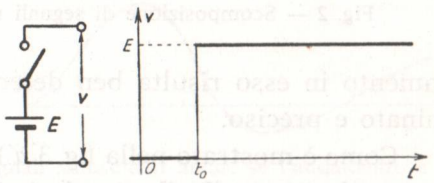


Fig. 1 — Genesi ed andamento di un gradino di tensione.

La scelta dei segnali di prova sinusoidali ed a gradino deriva dalla semplicità che essi offrono e dal fatto che un segnale con andamento qualunque può, entro un determinato intervallo di tempo, essere pensato come la sovrapposizione di oscillazioni sinusoidali con opportuna ampiezza, frequenza e fase ed anche come la successione di segnali a

gradino opportunamente traslati nel tempo e con conveniente ampiezza e segno. Ciò apparirà chiaro considerando i segnali della figura 2 (1).

Il segnale *a*), di tipo telefonico, ha un andamento che varia continuamente in corrispondenza alle vicende del suono che gli ha dato origine. Ma se isoliamo in esso un intervallo definito di tempo T, l'andamento in esso risulta ben determinato e preciso.

Il segnale *b*), di tipo telegrafico, ha un andamento che varia continuamente in corrispondenza alle vicende del messaggio che gli ha dato origine. Ma se isoliamo in esso un intervallo definito di tempo T, l'andamento in esso risulta ben determinato e preciso.

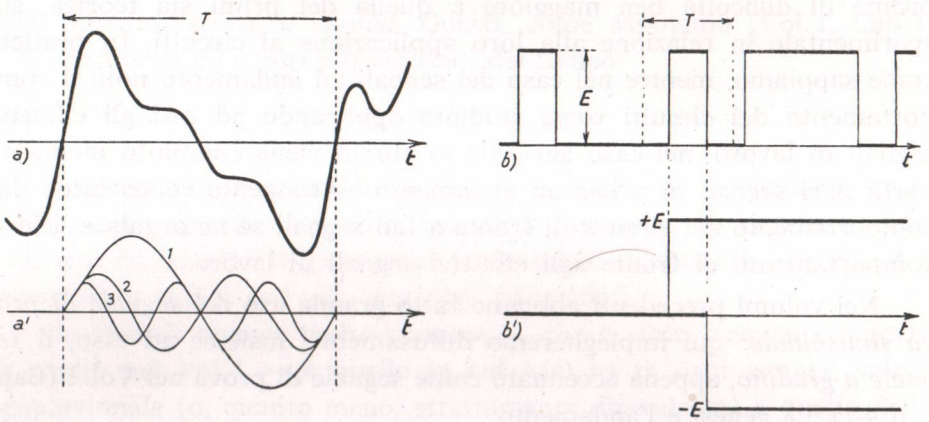


Fig. 2 — Scomposizione di segnali reali in segnali sinusoidali ed a gradino.

Come è mostrato nella fig. 3 *a'*), entro tale intervallo il segnale può considerarsi la somma di tre sinusoidi; in un intervallo di tempo diverso la scomposizione in segnali sinusoidali sarebbe egualmente possibile ma, naturalmente, porterebbe a un risultato diverso o, come

Come è mostrato nella fig. 3 *b'*), entro tale intervallo di tempo il segnale può considerarsi la somma di due gradini di segno opposto; in un intervallo di tempo scelto diversamente la scomposizione in segnali a gradino sarebbe egualmente possibile, ma natural-

(1) - Si svolgerà una trattazione parallela per mostrare la corrispondenza esistente fra le scomposizioni in segnali sinusoidali ed a gradino. La scomposizione in segnali sinusoidali è già stata studiata nel Cap. I del Vol.I (n. 4, fig. 7) ed è una conseguenza del teorema di Fourier (Vol. I, Cap. I, n. 11 *c*).

suol dirsi, ad una *composizione spettrale* diversa.

Se l'andamento del segnale, pur rimanendo continuo, è più complicato e ricco di particolari (come nel caso della fig. 3 *a*) la scomposizione risulta solamente più laboriosa, ma sempre fattibile; essa rimane poi ancora possibile (almeno teoricamente, facendo tendere all'infinito il numero delle sinusoidi) quando il segnale tende ad avere, al limite, l'andamento a scatti indicato nella fig. 3 *a'*).

mente, porterebbe ad un risultato diverso.

Se l'andamento del segnale, pur rimanendo a scatti, è più complicato e ricco di particolari (come nel caso della fig. 3 *b*) la scomposizione risulta solamente più laboriosa, ma sempre fattibile; essa rimane poi ancora possibile (almeno teoricamente, facendo tendere all'infinito il numero dei segnali a gradino) quando il segnale tende ad avere, al limite, l'andamento continuo indicato nella fig. 3 *b'*).

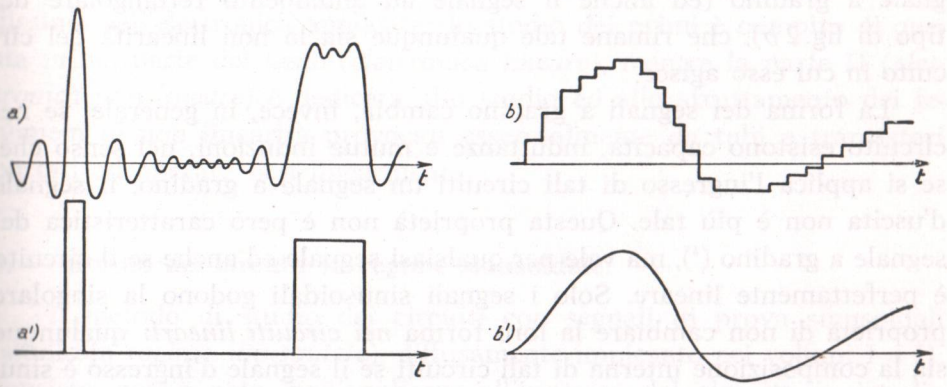


Fig. 3 — È possibile la scomposizione in segnali sinusoidali anche se l'andamento è a scatti (*a* , *a'*) e così pure la scomposizione in segnali a gradino anche se il segnale è continuo (*b* , *b'*).

Da queste osservazioni si può compredere che i segnali sinusoidali sono più adatti che non quelli a gradino per la prova dei circuiti destinati a lavorare con segnali ad andamento continuo e che mostrano una chiara derivazione da funzioni sinusoidali. I segnali a gradino, invece, si prestano meglio nel caso in cui gli effettivi segnali di lavoro presentano scatti e discontinuità.

Esamineremo nei paragrafi seguenti i metodi di studio dei circuiti sottoposti a segnali sinusoidali ed a gradino, premettendo delle considerazioni generali sull'azione dei vari tipi di circuiti sui segnali.

3. — Azione dei circuiti sui segnali. Principio di sovrapposizione.

Qualunque sia la costituzione dei circuiti, essi producono modificazioni sui segnali che sono loro applicati: i segnali che si hanno all'uscita dei circuiti hanno, con poche eccezioni, forma diversa da quella dei segnali applicati all'ingresso. Un'importante eccezione è rappresentata dai circuiti costituiti unicamente da resistenze (circuiti resistivi); in essi il segnale in uscita $x_u(t)$ è sempre *proporzionale* a quello applicato all'ingresso $x_i(t)$. Questa proprietà vale anche se nel circuito sono presenti tubi elettronici o transistori, purchè essi operino in condizioni di *linearità* ([2]); se invece in circuito vi è un elemento *non lineare*, la proporzionalità fra il segnale d'uscita e quello d'ingresso viene a mancare ed è sostituita da una relazione più complicata ([3]). Nei circuiti *non lineari*, di tipo resistivo, la forma dei segnali d'uscita è quindi diversa da quella dei segnali d'ingresso: fa eccezione a questa proprietà generale il segnale a gradino (ed anche il segnale ad andamento rettangolare del tipo di fig. 2 *b*), che rimane tale qualunque sia la non linearità del circuito in cui esso agisce.

La forma dei segnali a gradino cambia, invece, in generale, se nel circuito esistono capacità, induttanze e mutue induzioni, nel senso che, se si applica l'ingresso di tali circuiti un segnale a gradino, il segnale d'uscita non è più tale. Questa proprietà non è però caratteristica del segnale a gradino ([4]), ma vale per qualsiasi segnale ed anche se il circuito è perfettamente lineare. Solo i segnali sinusoidali godono la singolare proprietà di non cambiare la loro forma *nei circuiti lineari*: qualunque sia la composizione interna di tali circuiti se il segnale d'ingresso è sinusoidale anche quello di uscita lo è.

Questa proprietà, tipica dei segnali sinusoidali, è anche caratteristica dei circuiti lineari e, come tale, può servire a caratterizzarli: cioè, *un*

([2]) - I tubi elettronici ed i transistori hanno, di per sè, comportamento non lineare: ma limitando opportunamente l'ampiezza dei segnali operanti sui loro elettrodi, il comportamento stesso può considerarsi approssimativamente lineare (Vol. I: Cap. IV, n. 11; Cap. V, n. 6; Cap. IX, n. 7).

([3]) - Se in circuito operano raddrizzatori, o elementi analoghi, che eliminano intere parti del segnale applicato, viene a mancare ogni corrispondenza biunivoca fra il segnale d'uscita e quello d'ingresso.

([4]) - Le modificazioni del segnale a gradino sono, peraltro, più evidenti che per qualsiasi altro segnale ed è questo uno dei motivi per cui il segnale a gradino è un valido strumento di prova dei circuiti.

circuito può essere ritenuto lineare se (e solo se) ad un segnale sinusoidale applicato all'ingresso esso fa corrispondere, in uscita, un segnale sinusoidale. Un'altra proprietà dei circuiti lineari che ha grandissima portata teorica e pratica è che per essi, e per essi soli, vale il *principio di sovrapposizione.* Tale principio, già introdotto nel Vol. I (Cap. II, n. 1), può esprimersi, per quanto riguarda i segnali, nel modo seguente: *se ad un circuito lineare si applicano due o più segnali diversi* $x_1(t)$, $x_2(t)$..., *la tensione v e la corrente i da essi provocate in un punto qualsiasi del circuito sono la somma delle tensioni* v_1, v_2,... *e delle correnti* i_1, i_2,... *che sarebbero state prodotte dai singoli segnali applicati separatamente.* È tale principio, insieme con la possibilità di scomposizione di un segnale generico in segnali sinusoidali od a gradino, che dà utilità e valore al metodo di studio dei circuiti con segnali di prova, che esamineremo fra breve.

Sia i circuiti lineari che quelli non lineari hanno importanza grandissima nell'elettronica applicata: lo studio dei primi è compito di questa prima parte del testo (*elettronica lineare*), mentre la parte II (*elettronica non lineare*) è dedicata allo studio ed allo sfruttamento dei fenomeni di non linearità provocati essenzialmente da tubi e transistori portati ad operare non linearmente.

4. — Studio dei circuiti in regime sinusoidale.

Il metodo di studio dei circuiti con segnali di prova sinusoidali (studio in *regime sinusoidale*), diffusamente impiegato nei volumi I e II, consiste, com'è noto, nell'applicare all'ingresso del circuito in istudio un segnale (tensione o corrente) sinusoidale e di determinare, sperimentalmente o col calcolo, il segnale d'uscita. Se il circuito è formato da elementi lineari, il segnale d'uscita è, come sappiamo, ancora sinusoidale, con la medesima frequenza di quello d'ingresso ma con un'ampiezza ed una fase particolari, dipendenti dalla costituzione del circuito e dalla frequenza stessa del segnale.

Mantenendo costante l'ampiezza del segnale d'ingresso, se ne varia la frequenza — teoricamente da zero ad infinito — e si determina per ogni frequenza l'*ampiezza* del segnale d'uscita ed il suo *sfasamento* col segnale d'ingresso. Si ottengono in tal modo due curve che esprimono il modo di variare dell'ampiezza e della fase del segnale d'uscita in funzione della frequenza e che sono dette *curva di risposta e curva di*

fase del circuito considerato. È, questo, manifestamente il metodo di studio usato nel Vol. I, ad esempio per i circuiti risonanti (Cap. II, n. 3) e per gli amplificatori di bassa frequenza destinati a segnali deboli (Cap. XI).

Si è messo in evidenza nel Vol. I (Cap. I, n. 4) che la validità del metodo di studio con segnali di prova sinusoidali deriva dal fatto seguente: qualunque sia il tipo di segnale considerato, la sua *composizione spettrale*, pur variando da momento a momento, conserva delle regolarità statistiche (rilevabili sperimentalmente) ed in particolare non contiene frequenze inferiori ad un determinato valore f_{min} o superiori ad un valore f_{Max}. In ogni caso le componenti sinusoidali hanno frequenze comprese entro una banda Δf ed è naturalmente a tutte le frequenze di tale banda (generalmente nota) che va esteso lo studio in regime sinusoidale.

La prova con segnali sinusoidali è utile anche quando il circuito ha comportamento *non lineare*: in tal caso ad un segnale sinusoidale applicato all'ingresso corrisponde in uscita un segnale non più sinusoidale. La deformazione prodotta, anche se piccola, può essere apprezzata molto finemente basandosi sul fatto che, se il segnale d'uscita non è sinusoidale, esso è pur sempre periodico e perciò (teorema di Fourier) è scomponibile in oscillazioni sinusoidali di cui una (fondamentale) ha frequenza uguale a quella del segnale d'ingresso e le altre (armoniche) hanno frequenza doppia, tripla, ecc. L'esistenza di armoniche ([5]) è un chiaro indice del comportamento non lineare del circuito e l'entità delle armoniche stesse, rapportata all'entità della fondamentale, può costituire un criterio quantitativo di misura della non linearità del circuito ([6]).

Il vasto impiego del metodo di studio dei circuiti, specialmente lineari, con segnali sinusoidali, fatto nei volumi precedenti ci esime dall'insistere ulteriormente sulle sue modalità: ci dedicheremo, invece, al metodo di studio con segnali a gradino che introdurremo già nel paragrafo seguente.

([5]) - Rivelabile con grande accuratezza valendosi di speciali strumenti detti *analizzatori armonici.*

([6]) - Un esempio di ciò è rappresentato dal noto metodo di misura delle distorsioni negli amplificatori di potenza per basse frequenze (Vol. I, Cap. XII, m. 2-3).

5. — Studio dei circuiti con segnali a gradino: definizione e natura del segnale a gradino.

Prima di analizzare il metodo di studio dei circuiti con segnali a gradino, conviene individuare la natura di tali segnali e darne una chiara definizione. Come il segnale sinusoidale può essere descritto partendo dalla funzione trigonometrica *seno*, così il segnale a gradino può essere derivato da una particolare funzione che è detta *funzione gradino unitaria.*

Si chiama, precisamente, *funzione gradino unitaria* e si indica col simbolo $u(t-t_o)$, *una funzione del tempo uguale a zero fino all'istante* $t=t_o$ *ed uguale ad 1 dall'istante* t_o *all'infinito*; essa presenta una discontinuità in corrispondenza all'istante $t=t_o$ ed ha l'andamento indicato nella figura 4 *a*). Nella figura 4 *b*) è indicato l'andamento della funzione $u(t-[t_o])=u(t+t_o)$, che ha valore zero fino all'istante $t=-t_o$ e valore *1* da quel momento in poi; in *c*) è rappresentata la funzione $u(t)$, corrispondente cioè a $t_o=0$; nella figura 4 *d*), infine, è rappresentato l'andamento della funzione gradino unitaria negativa $-u(t)$.

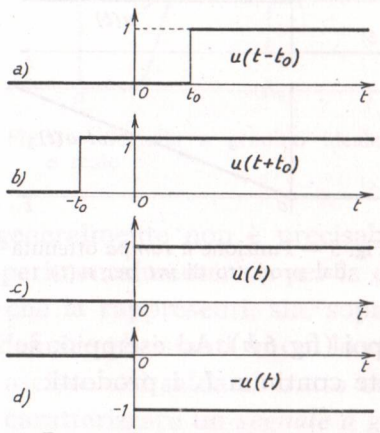


Fig. 4 — Andamento della funzione gradino unitaria in varie condizioni.

È interessante considerare il prodotto di una funzione generica del tempo $y(t)$ per la funzione gradino unitaria $u(t-t_o)$: la funzione così ottenuta $y(t)\cdot u(t-t_o)$ ha valore nullo per $t<t_o$, mentre ha il valore $y(t)$ per $t\geqq t_o$. In definitiva *moltiplicare una funzione* $y(t)$ *per* $u(t-t_o)$ *equivale semplicemente a considerare nullo il valore della funzione per* $t<t_o$; ciò consente, per così dire, di dare inizio ad una funzione che di per sè non lo ha e serve a caratterizzare l'andamento di quelle grandezze che *cominciano ad un determinato istante.* Consideriamo, ad esempio, il prodotto della funzione $y_o=mt$ — rappresentata dalla retta di coefficiente angolare m della figura 5 *a*) — con la funzione a gradino $u(t)$ indicata nella figura 5 *b*); il prodotto è una nuova funzione $y=mt\cdot u(t)$, che si dice *a rampa*, la quale è nulla per $t<0$ ed ha il valore mt per $t\geqq 0$, come è indicato

nella figura 5 *c*). La funzione originaria non ha inizio nè fine mentre la funzione a rampa *ha inizio* all'istante $t=0$, nel senso che essa è sempre nulla fino a tale istante.

Analogamente la funzione $y_o(t)=Y$ rappresenta una grandezza sempre uguale a se stessa da $-\infty$ a $+\infty$ (fig. 6 *a*), mentre il prodotto $y(t)=Y\,u(t-t_o)$ è zero fino all'istante t_o ed ha il valore Y da quell'istante

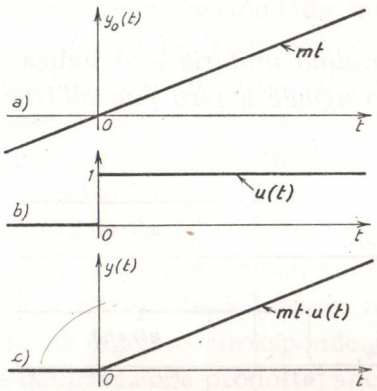


Fig. 5 — Funzione *a rampa* ottenuta dal prodotto di mt per $u(t)$

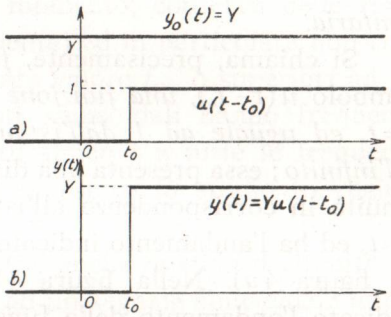


Fig. 6 — Prodotto di una funzione costante $y_o(t)=Y$ per la funzione gradino unitaria. La funzione così ottenuta può rappresentare un segnale a gradino.

in poi (fig. 6 *b*). Ad esempio, se Y è una tensione continua V od una corrente continua I, i prodotti:

$$(1) \qquad v=V\,u(t-t_o) \quad , \quad i=I\,u(t-t_o) \ ,$$

rappresentano *una tensione ed una corrente nulle fino all'istante* t_o *ed aventi i valori costanti* V *ed* I *da* t_o *all'infinito*. Tensioni e correnti di tale tipo, espresse dalle formule (1), sono dette *tensioni a gradino* e *correnti a gradino* od anche *gradini di tensione e di corrente*: V ed I sono le *ampiezze* del gradino di tensione e di corrente mentre t_o rappresenta l'*istante dello scatto* del gradino ([7]). Le tensioni e correnti a gradino

([7]) - Si può notare un'analogia fra i segnali a gradino ed i segnali sinusoidali:

$$v=V\,u(t-t_o) \qquad v=V\,sen\,(\omega t+\varphi) \ ,$$
$$i=I\,u(t-t_o) \qquad i=I\,sen\,(\omega t+\varphi) \ ,$$

per quanto riguarda la loro derivazione dalla funzione a gradino unitaria e dalla funzione trigonometrica *seno*; in questa analogia si può far corrispondere l'*ampiezza* dei segnali a gradino all'*ampiezza* dei segnali sinusoidali e l'*istante dello scatto* t_o alla fase φ .

espresse dalle formule (1) sono adatte a caratterizzare tensioni e correnti continue applicate bruscamente, all'istante t_o, ad un circuito e costituiscono, manifestamente, i *segnali a gradino* di cui ci dobbiamo valere per la prova dei circuiti.

In realtà, nella fisica macroscopica non esistono fenomeni discontinui e quindi non esistono grandezze che siano rappresentabili nel modo detto; così, non è possibile che una tensione od una corrente, nulle fino ad un istante $t=t_o$, assumano *in quello stesso istante* il valore Y, come è indicato nella figura 7 *a*). L'andamento reale della tensione o della corrente, $y(t)$, sarà piuttosto quello genericamente indicato nella figura 7 *b*), in cui il passaggio dal valore zero a quello finale Y avviene in maniera graduale ed in un tempo piccolissimo ma non nullo. La curva di raccordo fra i due tratti orizzontali generalmente non è precisabile in maniera rigorosa nè teoricamente nè sperimentalmente, sia per la difficoltà di trovare un'espressione analitica che la rappresenti, sia, soprattutto, per l'impossibilità di apprezzare e definire gli istanti in cui la curva si stacca, per così dire, dall'asse delle ascisse e si salda al tratto orizzontale superiore. Per questo motivo per caratterizzare un *segnale a gradino reale*, come quello della figura 7 *b*) ci si vale di tre convenzioni che sono indicate nella figura 8 *a*). Precisamente si definisce: *ampiezza* del segnale a gradino il valore Y raggiunto dal segnale dopo la fine del periodo transitorio e che viene conservato per tutto il resto del tempo; *istante dello scatto*, l'istante t_o in cui il segnale raggiunge un valore pari al 50% dell'ampiezza Y; *tempo di salita* del fronte del gradino l'intervallo di tempo t_s necessario affinchè il segnale passi dal 10% al 90% dell'ampiezza Y. L'ampiezza Y, l'istante dello scatto ed il tempo di salita sono grandezze misurabili (8) che, per convenzione, caratterizzano pienamente il segnale a gradino reale.

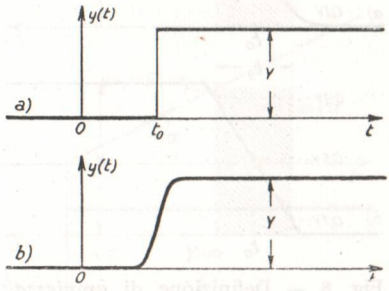


Fig. 7 — Segnale a gradino ideale e reale.

(8) - Mediante speciali oscillografi e valendosi dell'artifizio, accennato nel paragrafo seguente, di ripetere periodicamente nel tempo il segnale a gradino.

Con tale convenzione due segnali a gradino di uguale ampiezza Y e che abbiano uguali t_o e t_s, devono essere considerati uguali anche se, materialmente, hanno *fronti* diversi; in particolare il *gradino a fronte obliquo* della figura 8 *b*), in cui la curva di raccordo è sostituita da un segmento rettilineo, è equivalente a qualsiasi segnale a gradino reale di pari ampiezza e di uguali t_o e t_s e può, se necessario, essere usato al posto di essi nelle trattazioni teoriche.

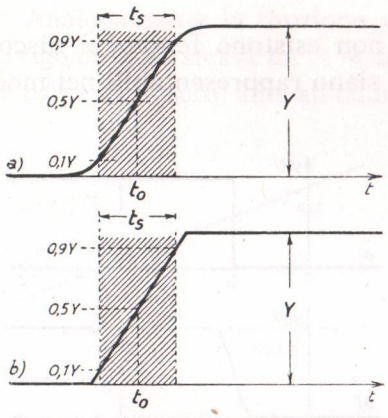


Fig. 8 — Definizione di *ampiezza*, *istante dello scatto* e *tempo di salita* in un gradino reale (*a*) ed in un gradino idealizzato a fronte obliquo (*b*).

Quando il tempo di salita t_s è così piccolo da potersi ritenere trascurabile di fronte all'ordine di misura dei tempi in gioco in un determinato fenomeno, il segnale a gradino reale della figura 7 *b*) può essere sostituito dal segnale a gradino ideale di pari ampiezza ed uguale istante di scatto; è proprio in tal senso che vengono intesi i gradini di tensione e di corrente usati quali segnali di prova per lo studio dei circuiti. Quando, invece, in un determinato fenomeno hanno importanza intervalli di tempo dello stesso ordine di grandezza di t_s, il ricorrere all'andamento idealizzato della figura 7 *a*) potrebbe falsare notevolmente i risultati; ci si vale allora del gradino a fronte obliquo della figura 8 *b*) che consente una migliore approssimazione alla realtà.

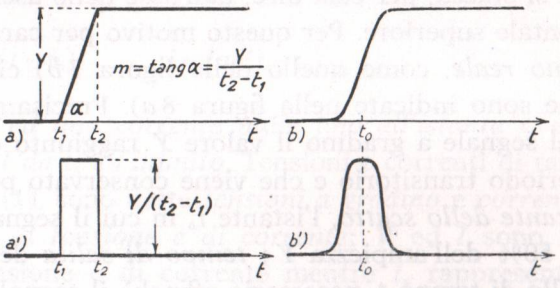


Fig. 9 — Funzioni a gradino con fronte inclinato (*a*, *b*) e loro derivate (*a'*, *b'*)

Per approfondire la conoscenza dei segnali a gradino ed in vista di successive applicazioni è utile considerare la derivata e l'integrale delle funzioni a gradino.

La derivata dalla funzione a gradino $Y\,u(t-t_o)$ è manifestamente sempre nulla all'infuori che nell'istante t_o dello scatto in cui ha teoricamente valore infinitamente grande. Se però il gradino ha il fronte non verticale ma obliquo (fig. 9 *a*), la derivata è zero fino all'istante t_1 e dopo l'istante t_2 ed ha valore uguale al coefficiente angolare m del fronte nell'intervallo di tempo compreso fra t_1 e t_2; poichè il coefficiente angolare ha manifestamente il valore $m = Y/(t_2 - t_1)$, ne deduciamo che la derivata del gradino con fronte obliquo è l'*impulso rettangolare* (9) di ampiezza $Y/(t_2 - t_1)$ e durata $t_2 - t_1$, indicato nella figura 9 *a'*). Nel caso che il fronte non sia rettilineo, la derivata è ancora un *impulso*, ma non rettangolare avente altezza pari alla pendenza massima del fronte: un esempio di ciò è indicato nella gura 9 *b*, *b'*).

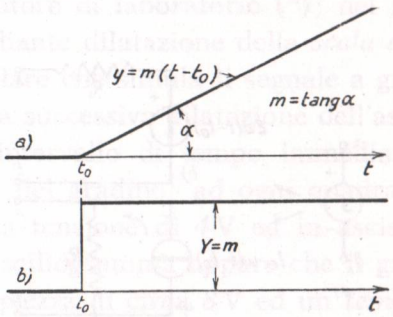


Fig. 10 — Il gradino *b*) è la derivata della rampa *a*) e, viceversa, la rampa è l'integrale del gradino.

Per determinare l'integrale della funzione a gradino, consideriamo la *funzione a rampa* indicata nella figura 10 *a*), che è zero fino all'istante t_o e poi sale proporzionalmente al tempo con coefficiente angolare m. La sua derivata è manifestamente zero fino all'istante t_o, mentre da questo istante in poi ha valore pari al coefficiente angolare m; essa è perciò il gradino di ampiezza $Y = m$ indicato nella figura 10 *b*). Ne deduciamo la proprietà inversa che l'integrale della funzione a gradino $Y\,u(t-t_o)$ è una funzione a rampa che è zero fino all'istante t_o e poi sale proporzionalmente al tempo con coefficiente angolare $m = Y$ (10); nella figura 10 la *funzione a rampa a*) può considerarsi l'integrale della *funzione a gradino b*).

---

(9) - Ricordiamo (Vol. I, Cap. I, n. 4) che un segnale che sia nullo dappertutto all'infuori che in un limitato intervallo di tempo, viene generalmente chiamato *impulso*: si hanno impulsi rettangolari (come quello di fig. 14 *a'*), triangolari, a dente di sega e vari altri che incontreremo in seguito.

(10) - È pure un integrale della funzione data qualunque funzione che differisca dalla sopradetta rampa per una costante.

6. — Generatori di segnali a gradino.

I segnali a gradino possono, in linea di principio, ottenersi mediante generatori di tensione e corrente continua ed interruttori, col metodo schematicamente indicato nella figura 1; in pratica, però, i segnali a gradino usati per la prova dei circuiti sono prodotti con dispositivi elettronici, che chiameremo *generatori di segnali a gradino* e che indicheremo col simbolo *a*) della figura 11. Generalmente la loro impedenza in-

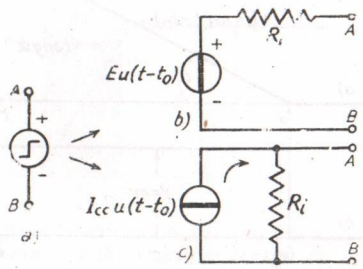


Fig. 11 — Simbolo generico, schema *serie* e schema *parallelo* di un generatore di segnali a gradino.

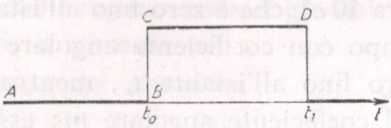


Fig. 12 — La parte *ABCD* del segnale rettangolare può simulare un segnale a gradino.

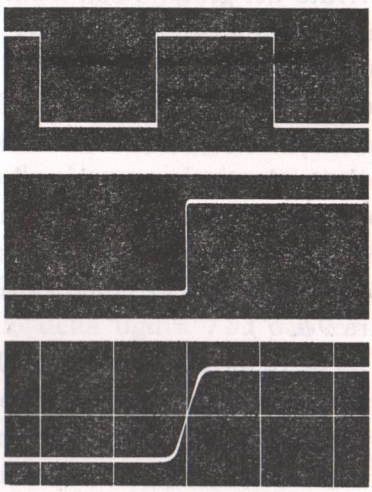


Fig. 13 — Oscillogrammi ottenuti con segnali rettangolari: il secondo ed il terzo rappresentano il medesimo gradino di tensione con diversa scala dell'asse dei tempi.

terna è resistiva, per cui essi possono rappresentarsi con gli schemi *b*) e *c*) della figura 11, identici a quelli usati per i generatori di segnali sinusoidali. In essi il *generatore ideale di tensione a gradino* ha una f.e.m. $E\,u(t-t_0)$, pari alla tensione che si ha ai morsetti *AB* a vuoto (teorema di Thevenin); il *generatore ideale di corrente a gradino* produce una corrente $I_{cc}\,u(t-t_0)$, pari alla corrente di cortocircuito del generatore (teorema di Norton).

Quali generatori di segnali a gradino per la prova dei circuiti si usano normalmente degli speciali oscillatori (detti *generatori ad onda quadra* o *generatori di tensioni rettangolari*) che producono periodicamente tensioni rettangolari del tipo indicato nella figura 12: se t_1 è sufficien-

cientemente lontano da t_o, la parte *ABCD* del segnale rettangolare è perfettamente atta a simulare un segnale a gradino avente lo scatto all'istante t_o.

Il fatto che i segnali rettangolari siano ripetuti periodicamente porta il grande vantaggio di rendere osservabili con l'oscillografo catodico (Vol. I, Cap. XV) i segnali a gradino. Nella figura 13 sono riportati tre oscillogrammi, nel primo dei quali è indicato l' andamento del segnale rettangolare fornito da un tipico generatore di laboratorio ([11]); nel secondo oscillogramma è mostrato — mediante dilatazione della *scala dei tempi* ([12]) — la parte di segnale rettangolare che simula il segnale a gradino. Nel terzo oscillogramma, infine, una successiva dilatazione dell'asse dei tempi permette l'osservazione dell'intervallo di tempo immediatamente precedente e seguente allo scatto del gradino: ad ogni quadrato del reticolo corrisponde in ordinate una tensione di *4* V ed in ascisse un tempo di *0,2* μsec ($2 \cdot 10^{-7}$ sec); dall'oscillogramma appare che il gradino di tensione considerato ha una ampiezza di circa *8* V ed un *tempo di salita* dell'ordine di *0,05* μsec = *50* n sec.

7. — Modalità di studio dei circuiti lineari con segnali a gradino.

Chiariti il significato e la natura dei segnali a gradino, possiamo precisare che lo studio dei circuiti con tali segnali consiste essenzialmente nell'applicare all'ingresso del circuito in istudio un segnale a gradino e di determinare, sperimentalmente o col calcolo, il segnale di uscita corrispondente. Normalmente il segnale d'uscita non è a gradino, come è indicato nella figura 14 in un esempio generico; ma se il circuito è lineare, il valore del segnale d'uscita ad un istante qualsiasi è proporzionale all'ampiezza E_i del segnale d'ingresso. Nota la risposta ad un

---

([11]) - Un esemplare di tali generatori (Generatore ad onda quadra Hewlett-Packard 211 A) permette di ottenere oscillazioni rettangolari con periodo regolabile da *1* sec ad *1* μsec (frequenza $1 \div 10^6$ Hz). La f. e. m. rettangolare ha ampiezza regolabile da zero a *7* volt, mentre la resistenza interna del generatore è 75 Ω. Il *tempo di salita* dei gradini di tensione è inferiore a *20* nanosecondi (*20* n sec = *0,02* μsec = $20 \cdot 10^{-9}$ sec).

([12]) - Dilatare la scala dei tempi di un oscillografo significa aumentare la velocità di spostamento orizzontale del pennello elettronico. Negli oscillografi che si adoperano per lo studio dei circuiti con segnali a gradino (denominati qualche volta *sincroscopi*) sono possibili velocità di spostamento orizzontale grandissime: è abbastanza comune che la traccia del pennellino elettronico sullo schermo arrivi a percorre ben *5* cm in un microsecondo; la scala dei tempi è allora di *un centimetro per 0,2 microsecondi* (*1* cm/*0,2* μsec).

particolare segnale a gradino di ampiezza E_i, la risposta ad un gradino di ampiezza nE_i si ottiene semplicemente moltiplicando per n le ordinate del segnale d'uscita noto. Più in generale, *se il circuito è lineare e sui segnali di ingresso a gradino viene compiuta una qualsiasi operazione lineare, i segnali di uscita subiscono la medesima operazione*: così, se il segnale d'ingresso a gradino viene integrato ([13]), anche il segnale d'uscita subisce un'integrazione. Vedremo nelle applicazioni come questa proprietà sia utile per ricavare la risposta dei circuiti lineari a segnali a scatti diversi da quelli a gradino (Cap. II, n. 11).

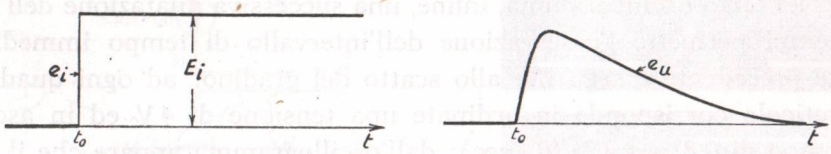


Fig. 14 — Generica risposta di un circuito lineare ad un segnale a gradino.

La determinazione del segnale d'uscita corrispondente all'applicazione di segnali d'ingresso a gradino non comporta grande difficoltà per i più comuni circuiti elettronici: come preparazione ai metodi relativi esamineremo nei prossimi paragrafi alcuni esempi di applicazione di segnali a gradino a condensatori ed induttori. Per compiere proficuamente tale esame svolgeremo preventivamente alcuni richiami sulla capacità e sull'induttanza oltre che sui transitori in circuiti con f.e.m. continue, resistenze e capacità o induttanze: argomenti di per sè ben noti, ma su cui è opportuno fissare nuovamente l'attenzione in vista di successive, molteplici applicazioni.

8. — **Richiami sulla capacità e sui condensatori.**

In un condensatore ideale (privo di perdite) fra la carica immagazzinata sulle armature q e la tensione ai capi v sussiste la relazione:

$$(1) \qquad \frac{q}{v} = C \ ,$$

dove C è la *capacità* del condensatore, espressa in *farad* se q e v sono

([13]) - Divenendo in tal modo un *segnale a rampa* (n. 5).

espresse in *coulomb* ed in *volt*. La relazione (1), scritta:

$$v = \frac{1}{C} q \ , \tag{2}$$

si presta a mettere in evidenza la proprietà (fondamentale per lo studio dei circuiti in cui operano segnali a scatto) che la tensione ai capi di una capacità *è conseguenza* della carica immagazzinata, così come il *livello* di un liquido entro un recipiente di data capacità dipende dalla *quantità* del liquido stesso. Nello stesso modo con cui il livello cambia per un apporto od un prelievo di liquido, così la tensione della capacità cambia se cambia la quantità di elettricità; e poichè ciò può avvenire unicamente per l'apporto od il prelievo di cariche, deriva inequivocabilmente che *la tensione della capacità non può cambiare in maniera istantanea.* Una conseguenza di questa proprietà fondamentale è la seguente: se ad una capacità, preventivamente scarica, si applica bruscamente un qualsiasi generatore, la tensione ai morsetti del generatore è nulla nell'istante di applicazione, perchè la tensione della capacità non può cambiare istantaneamente; pertanto, agli effetti del generatore, la *capacità si comporta all'istante come un cortocircuito.*

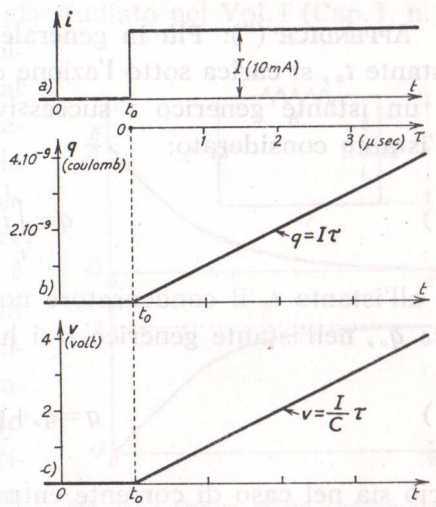


Fig. 15 — In una capacità sottoposta ad un gradino di corrente (*a*) la carica (*b*) e la tensione (*c*) hanno andamento *a rampa* (nell'esempio è $C = 1000$ pF, $I = 10$ mA).

Supponiamo ora che alla capacità, preventivamente scarica, da un certo istante t_0 in poi giungano cariche nella misura del tutto uniforme di I coulomb al secondo; dopo un tempo τ la carica del condensatore avrà il valore:

$$q = I\tau \ , \tag{3}$$

e, corrispondentemente, la tensione sarà:

$$v = \frac{I}{C}\tau \ . \tag{4}$$

Poichè all'apporto di cariche in ragione di I coulomb al secondo corrisponde una *corrente* di carica di I amper e poichè, per ipotesi, essa inizia all'istante t_o, ne deduciamo: se ad una capacità C si applica una corrente a gradino di ampiezza I (fig. 15), la carica e la tensione del condensatore variano, da t_o in poi, proporzionalmente al tempo, rispettivamente coi coefficienti di proporzionalità I ed I/C. La carica q e la tensione v nella capacità sottoposta ad un gradino di corrente $Iu(t-t_o)$ hanno dunque l'andamento *a rampa* indicato nella figura 15 ([14]).

APPENDICE ([15]): Più in generale, se una capacità C, scarica fino all'istante t_o, si carica sotto l'azione di una corrente i, la carica raggiunta ad un istante generico t successivo è l'integrale della corrente da t_o all'istante considerato:

$$q=\int_{t_o}^{t} i(t)\,dt\ . \tag{5}$$

Se all'istante t_o il condensatore non era scarico ma possedeva una carica q_o, nell'istante generico t si ha:

$$q=q_o+\int_{t_o}^{t} i(t)\,dt\ , \tag{6}$$

e ciò sia nel caso di corrente entrante che uscente. La tensione ai capi della capacità avrà pertanto il valore:

$$v=\frac{q_o}{C}+\frac{1}{C}\int_{t_o}^{t} i(t)\,dt=V_o+\frac{1}{C}\int_{t_o}^{t} i(t)\,dt\ , \tag{7}$$

dove V_o è la tensione al tempo t_o.

Siccome poi, ad un istante qualunque, la corrente entrante od uscente è pari alla variazione nel tempo della carica della capacità, $i(t)=dq(t)/dt$, si ha ad ogni istante la nota relazione:

$$i(t)=C\frac{dv(t)}{dt}\ ; \tag{8}$$

([14]) - Se la tensione ai capi di C è forzata a seguire l'andamento a rampa della figura *15 c*), la corrente ha l'andamento a gradino della figura *15 a*).

([15]) - La parti in appendice possono essere saltate da chi non possiede sufficiente cultura matematica, senza che ciò pregiudichi la comprensione del testo.

se la tensione v è sinusoidale, la corrente risulta espressa, in notazione simbolica, dalla nota formula $\overline{I} = j\omega C \overline{V}$.

9. — Richiami sulla carica di un condensatore attraverso ad una resistenza.

È utile per le successive applicazioni riesaminare il processo di carica di un condensatore a cui sia applicata una f.e.m. continua E tramite una resistenza R (fig. 16), argomento già studiato nel Vol. I (Cap. I, n. 5). Nell'istante t_o in cui si stabilisce il collegamento, fluisce dal generatore al condensatore (preventivamente scaricato) una corrente E/R, pari a quella che si avrebbe se il condensatore fosse un cortocircuito. Il condensatore comincia a caricarsi e la tensione v ai suoi capi comincia a crescere: in conseguenza di ciò la corrente diminuisce progressivamente dal suo valore iniziale. Essa si annulla quando il condensatore è completamente carico e la tensione v ha raggiunto il valore E ; in seguito la corrente rimane sempre nulla e la tensione v sempre uguale ad E. L'andamento di i e di v nel tempo τ che segue l'applicazione di E al circuito è indicato dai diagrammi b) e c) della figura 16; la legge di variazione della corrente e della tensione è (come dimostreremo in appendice) *esponenziale* ed è espressa dalle formule seguenti:

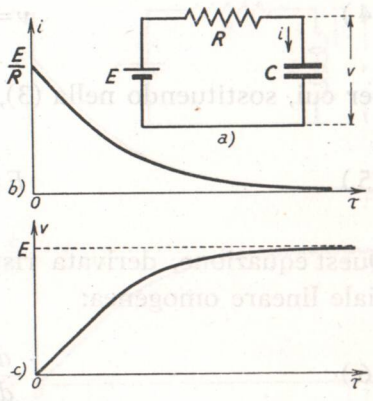


Fig. 16 — Carica di un condensatore attraverso ad una resistenza.

$$(1) \qquad i = \frac{E}{R} e^{-\tau/T} \quad , \quad v = E(1 - e^{-\tau/T}) \ ,$$

dove e è la base dei logaritmi neperiani e:

$$(2) \qquad T = RC \ ,$$

è la *costante di tempo* del circuito (misurata in secondi se R e C sono misurate in ohm e farad). Nelle formule (1) compare la *funzione esponenziale* che ha importanza assai grande nello studio dei circuiti con

segnali a scatti: ne esamineremo l'andamento e le proprietà caratteristiche nel n. 11.

APPENDICE: La dimostrazione delle formule (1) e (2) si compie scrivendo la legge di Ohm nel circuito della figura 16 *a*):

$$E = Ri + v \quad ; \tag{3}$$

detta q la carica del condensatore, sussiste la relazione:

$$v = \frac{q}{C} = \frac{1}{C}\int i\,d\tau \quad , \tag{4}$$

per cui, sostituendo nella (3), si ottiene:

$$E = Ri + \frac{1}{C}\int i\,d\tau \quad . \tag{5}$$

Quest'equazione, derivata rispetto a τ, dà luogo all'equazione differenziale lineare omogenea:

$$\frac{di}{d\tau} + \frac{1}{RC}\,i = 0 \quad , \tag{6}$$

che ha come soluzione:

$$i = k\,e^{-\tau/RC} \quad , \tag{7}$$

dove k è una costante dipendente dalle condizioni ai limiti; sostituendo la (7) nella (3) si ottiene il valore di v:

$$v = E - Ri = E - Rk\,e^{-\tau/RC} \quad . \tag{8}$$

La costante k si determina osservando che per $\tau = 0$ deve essere $v = 0$; dalla (8), ponendo $v = 0$, si ottiene $E - Rk = 0$, da cui deriva $k = E/R$. Sostituendo nella (7) e nella (8), si ottengono allora per i e v le espressioni:

$$i = \frac{E}{R}\,e^{-\tau/RC} \quad , \quad v = E\,(1 - e^{-\tau/RC}) \quad , \tag{9}$$

che coincidono con le formule (1) dianzi ammesse.

10. — Transistori nei circuiti con induttanza e resistenza.

L'induttanza ha nei circuiti proprietà *duali* rispetto alla capacità: la sua presenza in un circuito fa sì che la corrente non possa cambiare *istantaneamente*. Se si applica ad un *induttore* un qualsiasi generatore, nell'istante di applicazione si ha ai morsetti tensione ma non corrente: l'induttore, dunque, al momento dell'applicazione del generatore, si comporta come un *circuito aperto*.

Consideriamo (riprendendo lo studio fatto nel Vol. I, Cap. I, n. 7) l'applicazione di un generatore continuo di f. e. m. E ed un induttore L tramite una resistenza R, in cui può pensarsi incorporata anche la resistenza dell'induttore e del generatore (fig. 17 *a*). Nell'istante in cui si applica la f. e. m. E, nel circuito non passa corrente ($i=0$) mentre la tensione v ai capi dell'induttanza ha il valore E, come se L fosse un circuito aperto. Poi la corrente comincia a fluire in misura via via maggiore: corrispondentemente la tensione v diminuisce progressivamente dal suo valore iniziale. Essa si annulla quando la corrente ha raggiunto il suo valore di regime che è E/R; in seguito la tensione rimane sempre nulla e la corrente sempre uguale ad E/R. L'andamento di i e di v nel tempo τ che segue l'applicazione di E al circuito è indicato dai diagrammi *b*) e *c*) della figura 17; *la legge di variazione della tensione e della corrente è esponenziale* ed è espressa dalle formule seguenti (dimostrate in appendice):

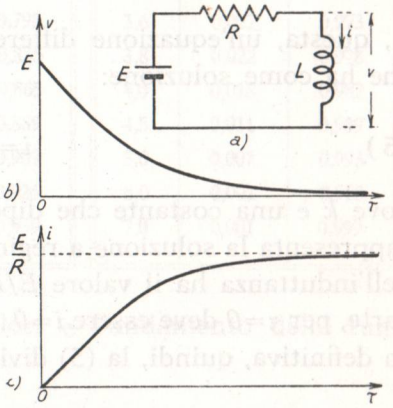


Fig. 17 — Transistori di corrente e di tensione in un circuito $L\,R$.

$$(1) \qquad v = E\,e^{-\tau/T} \quad , \quad i = \frac{E}{R}\,(1 - e^{-\tau/T}) \; ,$$

dove:

$$(2) \qquad T = \frac{L}{R} \; ,$$

è la *costante di tempo* del circuito (misurata in secondi se L ed R sono misurate in henry ed in ohm).

APPENDICE: La dimostrazione delle formule (1) e (2) si compie scrivendo che nel circuito della figura 17 *a*) la somma della f. e. m. applicata e della f. e. m. che nasce per autoinduzione ai capi di L fa equilibrio alla caduta di tensione Ri nella resistenza; si ottiene così l'equazione:

$$(3) \qquad E - L\frac{di}{dt} = Ri \ ,$$

che può scriversi:

$$(4) \qquad \frac{di}{dt} + \frac{Ri}{L} = \frac{E}{L} \ .$$

È, questa, un'equazione differenziale lineare del prim'ordine completa che ha come soluzione:

$$(5) \qquad i = k\,e^{-\frac{R}{L}\tau} + i_o \ ,$$

dove k è una costante che dipende dalle condizioni ai limiti, mentre i_o rappresenta la soluzione a regime. Manifestamente, a regime, la corrente nell'induttanza ha il valore E/R e pertanto nella (5) è $i_o = E/R$; d'altra parte, per $\tau = 0$ deve essere $i = 0$, per cui dalla (5) si ricava $k = -i_o = -E/R$. In definitiva, quindi, la (5) diviene:

$$(6) \qquad i = \frac{E}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L}\tau}\right) .$$

La tensione v ai capi di L è, ad ogni istante, uguale alla differenza fra E e la caduta di potenziale in R; si ha pertanto:

$$(7) \qquad v = E - Ri = E\,e^{-\frac{R}{L}} \ .$$

Le formule (6) e (7) coincidono con le formule dianzi ammesse.

11. — **Proprietà delle funzioni esponenziali.**

La *funzione esponenziale decrescente*:

$$(1) \qquad a = A\,e^{-\tau/T} \ ,$$

e la *funzione esponenziale crescente*:

$$(2) \qquad b = B\,(1 - e^{-\tau/T}) \ ,$$

che compaiono nelle formule (1) dei nn. 9 e 10, hanno grande importanza nello studio dei circuiti con segnali a scatto. I loro valori ed il loro andamento in funzione di τ/T possono essere dedotti dalla Tav. 1 e dal dia-

TAV. 1 — Valori di $e^{-\tau/T}$ e di $1-e^{-\tau/T}$ in funzione di τ/T.

$\frac{\tau}{T}$	$e^{-\tau/T}$	$1-e^{-\tau/T}$	$\frac{\tau}{T}$	$e^{-\tau/T}$	$1-e^{-\tau/T}$	$\frac{\tau}{T}$	$e^{-\tau/T}$	$1-e^{-\tau/T}$
0,0	1,000	0,000	1,0	0,368	0,632	3,0	0,050	0,950
0,1	0,905	0,095	1,2	0,301	0,699	3,2	0,041	0,959
0,2	0,819	0,181	1,4	0,247	0,753	3,4	0,033	0,967
0,3	0,741	0,259	1,6	0,202	0,798	3,6	0,027	0,973
0,4	0,670	0,330	1,8	0,165	0,835	3,8	0,022	0,978
0,5	0,607	0,393	2,0	0,135	0,865	4,0	0,018	0,982
0,6	0,549	0,451	2,2	0,111	0,889	4,5	0,011	0,989
0,7	0,497	0,503	2,4	0,091	0,909	5,0	0,007	0,993
0,8	0,449	0,551	2,6	0,074	0,926	6,0	0,002	0,998
0,9	0,407	0,593	2,8	0,061	0,939	7,0	0,001	0,999

gramma della figura 18, che danno i valori e l'andamento delle funzioni esponenziali prototipe:

$$(3) \qquad e^{-\tau/T} \quad , \quad 1-e^{-\tau/T} \; .$$

Le due funzioni esponenziali a e b tendono rispettivamente a zero ed a B in maniera asintotica; teoricamente, quindi, la stessa cosa dovrebbe valere per le tensioni e le correnti esistenti nei circuiti RC ed RL nel periodo transitorio che segue l'applicazione di una f. e. m. continua E. I transitori dovrebbero perciò avere durata teoricamente infinita ([16]), ma, data la natura granulare della elettricità, essi terminano coll'ultimo gruppo di elettroni che passa. All'atto pratico, però, il transitorio si considera estinto quando la tensione o la corrente differiscono dal *valore finale* (valore di regime) di una quantità sperimentalmente inapprezzabile; nella figura 19 sono indicate le differenze delle due funzioni esponenziali dai valori finali in corrispondenza a $\tau = 3T$, $4T$, $5T$ e, fra parentesi, ne è anche dato il valore percentuale. Se, come si fa di solito,

([16]) - Perchè $e^{-\tau/T}$ pur divenendo via via più piccolo all'aumentare di τ/T, non si annulla mai.

si considera estinto il transitorio quando è $\tau = 4 \div 5\ T$, si commette un errore percentuale del $2 \div 1\%$, che generalmente è privo di importanza pratica.

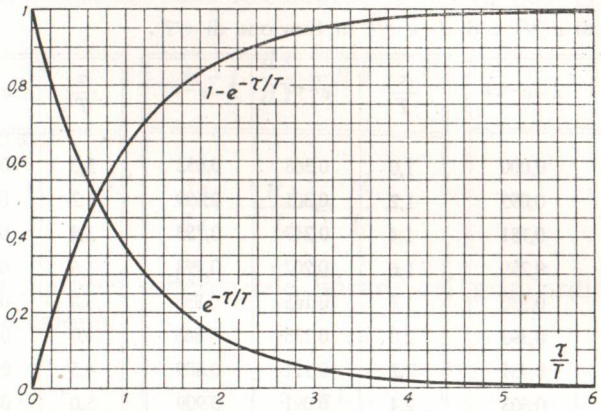


Fig. 18 — Andamento delle funzioni esponenziali prototipe, crescente e decrescente.

Nei due diagrammi della figura 19 è messa in evidenza un'interessante proprietà delle due funzioni esponenziali a e b: se si traccia la retta tangente alle due curve per $\tau = 0$, essa taglia l'asse delle ascisse, nel primo caso, e la retta di ordinata B, nel secondo, *ad una distanza T dall'origine*. La proprietà vale qualunque sia il valore di A o B e si suole enunciare dicendo che se la *pendenza iniziale* delle curve esponenziali rimanesse invariata il valore finale sarebbe raggiunto nel tempo $\tau = T$.

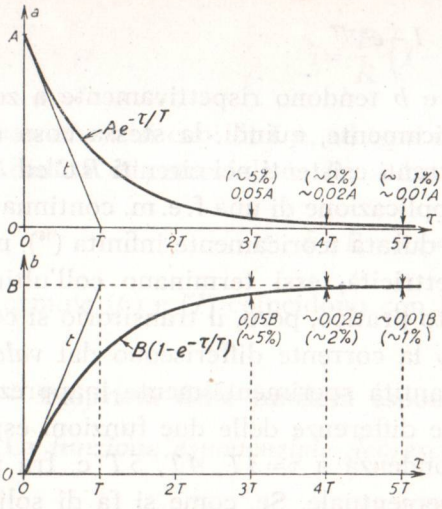


Fig. 19 — Se si considera estinto il transitorio in corrispondenza a $\tau = 4 \div 5\ T$, si commette un errore dell'ordine del $2 \div 1\%$.

Dalla figura 19 appare che, per piccoli valori di τ le due curve esponenziali si discostano molto poco dalle tangenti iniziali (tangenti tracciate per $\tau = 0$); la cosa è messa in maggiore evidenza nelle figure 20 e 21 che

riproducono in scala diversa la situazione iniziale dei diagrammi della figura 19. Appare dalla figura 20 che per $\tau = 0{,}2\,T$ lo scarto fra la curva esponenziale decrescente e la tangente iniziale è appena il 2,4% dell'ordinata corrispondente; non si commette quindi grande errore se, per piccoli valori di τ ($\tau < 0{,}1 \div 0{,}2\,T$), si confonde la curva con la sua tangente iniziale. Per la curva esponenziale crescente la situazione è percentualmente un po' peggiore ([17]): come è indicato nella figura 21, se si confonde la curva con la tangente, l'errore percentuale per $\tau = 0{,}1\,T$ è

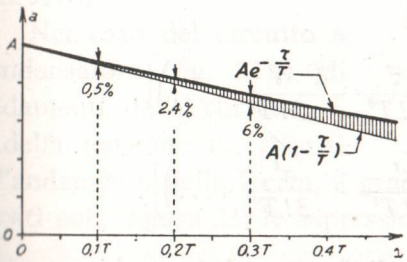


Fig. 20 — Per piccoli valori di τ la curva esponenziale decrescente si discosta pochissimo dalla retta tangente tracciata per $\tau = 0$.

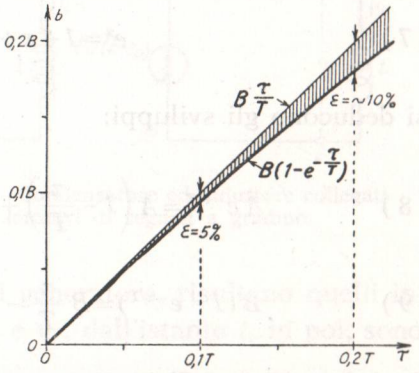


Fig. 21 — Confronto fra la curva esponenziale crescente e la sua tangente nell'origine, per piccoli valori di τ.

il 5% dell'ordinata corrispondente; in molti casi pratici, però, si tratta ancora di un errore piccolo che può essere pienamente tollerato.

Poichè le equazioni delle rette tangenti nei due casi delle figure 20 e 21 sono:

$$(4) \qquad a' = A\left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \quad , \quad b' = B\frac{\tau}{T},$$

per piccoli valori di τ si può allora scrivere:

$$(5) \qquad A\,e^{-\tau/T} \cong A\left(1 - \frac{\tau}{T}\right),$$

([17]) - Ciò deriva dal fatto che lo scarto fra la curva e la tangente è il medesimo che nel caso precedente, mentre le ordinate sono più piccole; lo scarto relativo e l'errore percentuale risultano perciò maggiori.

con errore percentuale inferiore al 2,5% se è $\tau \geqq 0{,}2\ T$, e:

$$(6) \qquad B(1-e^{-\tau/T}) \cong B\frac{\tau}{T},$$

con errore percentuale inferiore al 5% se è $\tau < 0{,}1\ T$; ci varremo in seguito di queste importanti approssimazioni.

APPENDICE: Più in generale, dallo sviluppo in serie di potenze:

$$(7) \qquad e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots,$$

si deducono gli sviluppi:

$$(8) \qquad A\,e^{-\tau/T} = A\left(1 - \frac{\tau}{T}\right) + \left[A\left(\frac{\tau^2}{2!\,T^2} - \frac{\tau^3}{3!\,T^3} + \dots\right)\right],$$

$$(9) \qquad B(1-e^{-\tau/T}) = B\frac{\tau}{T} - \left[B\left(\frac{\tau^2}{2!\,T^2} - \frac{\tau^3}{3!\,T^3} + \dots\right)\right].$$

Quando τ/T è sufficientemente piccolo di fronte ad *1* perchè possano trascurarsi le potenze superiori alla prima, gli sviluppi ora scritti si riducono alle formule (5) e (6); le espressioni entro parentesi quadra nelle formule (8) e (9) rappresentano gli errori assoluti che si commettono assumendo per le due funzioni esponenziali le formule approssimate (5) e (6).

12. — Generatore di segnali a gradino collegato ad un condensatore o ad un induttore.

Dopo i richiami sui circuiti *RC* ed *RL* siamo in grado di iniziare lo studio dei circuiti sottoposti a segnali a gradino. Quale primo esempio di studio determineremo la corrente e la tensione che si hanno in un condensatore ed in un induttore collegati a generatori di segnali a gradino (fig. 22 *a, b*): detta $E\,u(t-t_o)$ la f. e. m. del generatore ed R la sua resistenza interna, gli schemi dei circuiti risultano quelli *a'*) e *b'*) della figura 22.

Il comportamento dei due circuiti può essere agevolmente dedotto dallo studio dei transitori che si hanno nei circuiti RC ed RL all'ap-

plicazione di una f.e.m. continua (nn. 9, 10), perchè lo scatto della f.e.m. $E\,u(t-t_o)$ del generatore dal valore zero al valore E equivale alla brusca applicazione al circuito di una f.e.m. continua di valore E all'istante t_o. Pertanto, prima di t_o le correnti e le tensioni nei due circuiti sono nulle, mentre da t_o in poi hanno l'andamento esponenziale proprio dei transitori relativi ai circuiti delle figure 16 e 17 (nn. 9, 10).

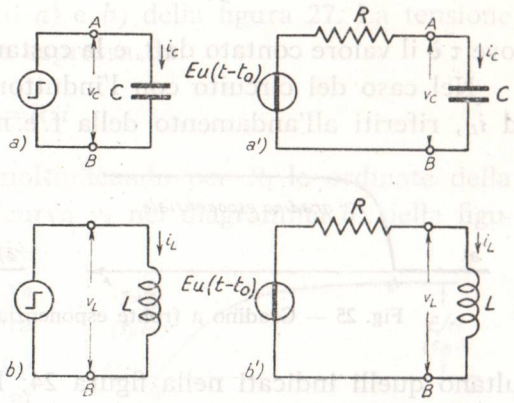


Fig. 22 — Condensatore ed induttore collegati a generatori di segnali a gradino.

Nel caso del circuito a condensatore (fig. 22 *a*) gli andamenti della corrente i_c e della tensione v_c, riferiti all'andamento della f.e.m. a gradino del generatore, risultano quelli indicati nella figura 23; le espressioni di i_c e v_c, dall'istante t_o in poi, sono

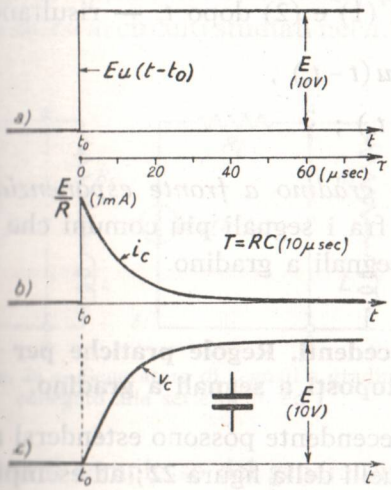


Fig. 23 — Andamento delle tensioni e della corrente nel circuito della fig. 22 *a*): i valori indicati fra parentesi e la scala di τ si riferiscono al caso particolare $E=10$ V, $R=10$ kΩ, $C=1000$ pF.

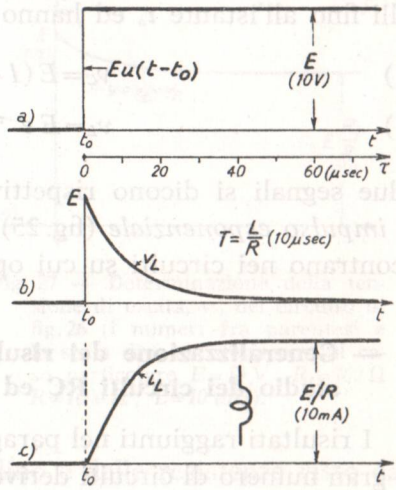


Fig. 24 — Andamento delle tensioni e della corrente nel circuito della fig. 22 *b*): i valori indicati fra parentesi e la scala di τ si riferisocno al caso particolare $E=10$ V, $R=1$ kΩ, $L=10$ mH.

quelle medesime delle formule (1) del n. 9:

$$(1) \qquad i_C = \frac{E}{R}\, e^{-\tau/T} \quad , \qquad v_C = E\,(1 - e^{-\tau/T}) \; ,$$

dove τ è il valore contato da t_o e la costante di tempo ha il valore $T = RC$.

Nel caso del circuito con l'induttore (fig. 22 *b*) gli andamenti di v_L ed i_L, riferiti all'andamento della f. e. m. a gradino del generatore, risultano quelli indicati nella figura 24; le espressioni di v_L ed i_L, da t_o in poi, sono quelle stesse delle formule (1) del n. 10:

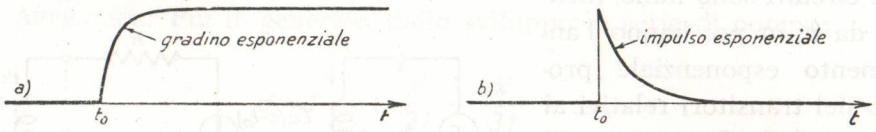


Fig. 25 — Gradino a fronte esponenziale ed impulso esponenziale.

$$(2) \qquad v_L = E\, e^{-\tau/T} \quad , \qquad i_L = \frac{E}{R}\,(1 - e^{-\tau/T}) \; ,$$

dove la costante di tempo è $T = L/R$.

Le espressioni complete dei due segnali d'uscita v_C, v_L — che sono nulli fino all'istante t_o ed hanno i valori (1) e (2) dopo t_o — risultano:

$$(3) \qquad v_C = E\,(1 - e^{-\tau/T}) \cdot u(t - t_o) \; ,$$

$$(4) \qquad v_L = E\, e^{-\tau/T} \cdot u(t - t_o) \; ;$$

i due segnali si dicono rispettivamente *gradino a fronte esponenziale* ed *impulso esponenziale* (fig. 25) e sono fra i segnali più comuni che si incontrano nei circuiti su cui operano segnali a gradino.

13. — Generalizzazione dei risultati precedenti. Regole pratiche per lo studio dei circuiti RC ed RL sottoposti a segnali a gradino.

I risultati raggiunti nel paragrafo precendente possono estendersi ad un gran numero di circuiti derivati da quelli della figura 22; ad esempio, consideriamo il circuito *a*) della figura 26, in cui un generatore di segnali a gradino è collegato ad una resistenza R_1 e ad un'induttanza L in serie. Detta $E\,u(t - t_o)$ la f. e. m. del generatore ed R_i la sua resistenza interna, il circuito diviene quello *b*) della figura 26 che, se si pone:

$$(1) \qquad R_i + R_1 = R \; ,$$

coincide col circuito b') della fig. 22. La corrente i e la tensione ai capi di L, v_L, hanno pertanto, a partire dall'istante di scatto del segnale a gradino, le espressioni (2) del numero precedente ed il loro andamento è indicato nei diagrammi a) e b) della figura 27. La tensione ai capi di R_1, v_R, è semplicemente espressa da:

$$(2) \qquad v_R = R_1 i \ ,$$

ed il suo andamento si ottiene moltiplicando per R_1 le ordinate della curva di i; esso è indicato dalla curva v_R nel diagramma b) della figura 27. Sommando, ascissa per ascissa, le ordinate delle curve v_L e v_R si ottiene la curva che rappresenta l'andamento in funzione del tempo della tensione $v = v_L + v_R$ che si ha ai morsetti del generatore; il risultato è indicato nella figura 27 c).

Più in generale *qualunque circuito comprendente un generatore di segnali a gradino, resistenze ed una capacità oppure un'induttanza,* può ricondursi ai circuiti studiati nel n. 13;

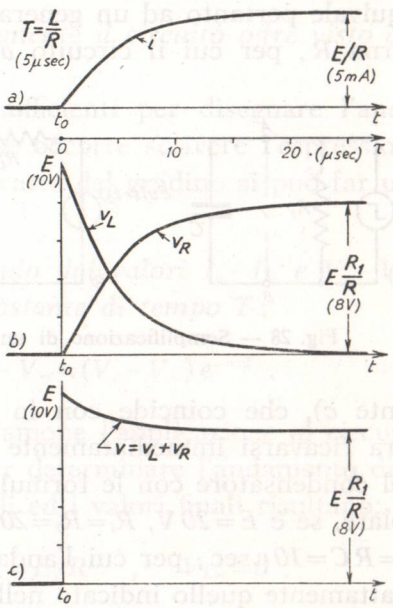


Fig. 27 — Determinazione della tensione di uscita, v, del circuito di fig. 26 (i numeri fra parentesi e la scala di τ si riferiscono al caso particolare $E = 10$ V, $R_1 = 400\ \Omega$ $R = 1600\ \Omega$, $L = 10$ mH).

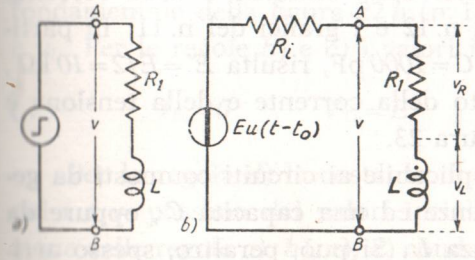


Fig. 26 — Generatore di segnali a gradino collegato alla serie di R_1 ed L.

infatti il complesso del generatore a gradino e delle resistenze visto dai morsetti della capacità o dell'induttanza può, per il teorema di Thevenin (perfettamente valido anche per i segnali a gradino), considerarsi come un unico generatore che alimenta la capacità o l'induttanza. Consideriamo, ad esempio, il circuito della figura 28 a), che può ridisegnarsi come è indicato nella figura 28 b), mettendo in evidenza la f. e. m. $E\,u(t - t_o)$

del generatore e la sua resistenza interna R_i; staccando la capacità C, la tensione ai morsetti, v, ha il valore:

$$(3) \qquad v = E\,u(t-t_o)\,\frac{R_1}{R_i+R_1} = E'\,u(t-t_o)\ ;$$

la resistenza che appare, poi, ai morsetti AB quando C è staccato è:

$$(4) \qquad R = \frac{R_1 R_i}{R_i+R_1}\ .$$

Per il teorema di Thevenin il circuito alla sinistra dei morsetti AB equivale pertanto ad un generatore di f. e. m. $E'u(t-t_o)$ e resistenza interna R, per cui il circuito a) della figura 28 ha lo schema equiva-

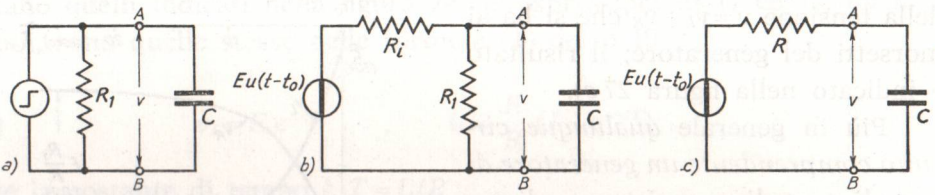


Fig. 28 — Semplificazione di un circuito mediante il teorema di Thevenin

lente c), che coincide con lo schema della figura 22 a'). Possono allora ricavarsi immediatamente i valori della tensione e della corrente nel condensatore con le formule del n. 12 e i grafici del n. 11: in particolare, se è $E = 20$ V, $R_i = R_1 = 20$ kΩ, $C = 1000$ pF, risulta $E' = E/2 = 10$ kΩ, $T = RC = 10$ μsec, per cui l'andamento della corrente e della tensione è esattamente quello indicato nella figura 23.

Il metodo descritto è sempre applicabile ai circuiti composti da generatori di segnali a gradino, resistenze ed una capacità C, oppure da generatori, resistenze ed un'induttanza L. Si può, peraltro, spesso arrivare più rapidamente ai risultati valendosi delle seguenti regole pratiche, dedotte dalle trattazioni dei nn. 9-12 oltre che dal teorema di Thevenin.

Nei circuiti formati da una capacità C e resistenze varie, oppure da un'induttanza L e resistenze varie, alimentati da un generatore di segnali a gradino:

a) *Le correnti i e le tensioni v sono nulle fino all'istante dello scatto del segnale a gradino.*

b) *Nell'istante dello scatto il valore delle correnti e delle tensioni (valore iniziale, I_o, V_o) può calcolarsi pensando C come un cortocircuito ed L come un circuito aperto.*

c) *Partendo dai valori iniziali I_o, V_o le correnti i e le tensioni v tendono a valori finali, I_∞, V_∞, che si calcolano pensando C come un circuito aperto, L come un cortocircuito.*

d) *La legge con cui i e v tendono ad I_∞ e V_∞ è esponenziale con costante di tempo T pari a:*

$$(5) \qquad C R_{eq} \quad \text{o} \quad L/R_{eq} \ ,$$

dove R_{eq} è la resistenza che complessivamente il circuito offre visto dai morsetti di C o di L.

Queste regole sono generalmente sufficienti per disegnare l'andamento delle correnti e delle tensioni; se occorre scrivere l'espressione di i o di v nel tempo τ successivo allo scatto del gradino si può far uso dell'ulteriore regola:

e) *Le differenze $i - I_\infty$ e $v - V_\infty$, partendo dai valori $I_o - I_\infty$ e $V_o - V_\infty$, tendono a zero esponenzialmente con costante di tempo T:*

$$(6) \qquad i - I_\infty = (I_o - I_\infty)\, e^{-\tau/T} \quad , \quad v - V_\infty = (V_o - V_\infty)\, e^{-\tau/T} \ .$$

Quale riprova di queste regole vediamone l'applicazione al circuito fondamentale della figura 22 *b* (n. 12) per determinare l'andamento di i_L e v_L. Per le regole *b*) e *c*) i valori iniziali ed i valori finali risultano:

$$(7) \qquad I_{Lo} = 0 \quad , \quad V_{Lo} = E \quad , \quad I_{L\infty} = E/R \quad , \quad V_{L\infty} = 0 \ .$$

Per la regola *d*) la costante di tempo del processo esponenziale con cui i e v_L passano dai valori inziali a quelli finali è $T = L/R$; l'applicazione delle regole *a*), *b*), *c*), *d*) conduce perciò correttamente all'andamento di i e v_L già indicato nella figura 24. Quanto poi alle espressioni di i_L e v_L nel tempo τ successivo all'istante dello scatto, la regola *e*) conduce alle relazioni:

$$(8) \qquad i_L - \frac{E}{R} = -\frac{E}{R}\, e^{-\tau/T} \quad , \quad v_L = E\, e^{-\tau/T} \ ,$$

ottenute sostituendo nelle formule (6) i valori forniti dalle (7).

Dalle (8) si deducono le formule:

$$(9) \qquad i_L = \frac{E}{R}(1 - e^{-\tau/T}) \quad , \quad v_L = e^{-\tau/T} \ ,$$

che coincidono con le espressioni di i_L e v_L trovate nel n. 12.

Un ulteriore esempio corrispondente ad un circuito che incontreremo nel seguito del nostro studio, chiarirà la portata e l'utilità delle regole pratiche indicate: ci proponiamo di determinare l'andamento di v_u nel circuito della figura 29 *a*) corrispondente ad un gradino di corrente

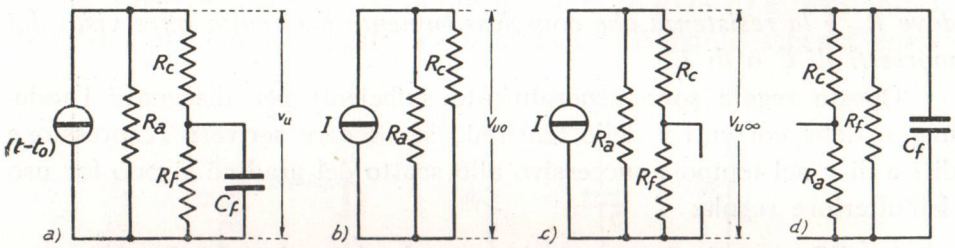


Fig. 29 — Esempio di studio di un circuito *RC* mediante le regole pratiche.

$I\,u(t - t_o)$, prodotto dal generatore ideale di corrente a gradino.

Fino all'istante t_o la tensione v_u è zero. Nell'istante dello scatto C_f si comporta come un cortocircuito e pertanto il valore iniziale di v_u, che diremo V_{uo}, può calcolarsi nel circuito b) della figura 29; si ottiene manifestamente:

$$(10) \qquad V_{uo} = I \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c}} \cdot$$

Da questo valore, v_u tende al valore finale $V_{u\infty}$ che può calcolarsi nel circuito *c*) della figura 29, dove, seguendo la regola *c*), al condensatore è sostituito un circuito aperto; si ottiene allora:

$$(11) \qquad V_{u\infty} = I \frac{1}{\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_c + R_f}} \cdot$$

L'andamento di v_u, riferito a quello della corrente a gradino, risulta pertanto quello indicato nella figura 30; la costante di tempo è $T = C_f R_{eq}$,

dove la resistenza R_{eq} ha il valore:

$$(12)\qquad R_{eq}=\frac{1}{\dfrac{1}{R_c+R_a}+\dfrac{1}{R_f}},$$

come appare dallo schema *d*) della figura 29, ottenuto dallo schema *a*) senza considerare il generatore ideale di corrente (la cui resistenza è infinitamente grande). L'espressione di v_u, dopo l'istante dello scatto, può ricavarsi dalla formula (6) relativa alla regola *e*); si ha, dunque:

$$(13)\qquad v_u - V_{u\infty}=(V_{uo}-V_{u\infty})\,e^{-\tau/T}\ ,$$

da cui si ottiene immediatamente:

$$(14)\qquad v_u=V_{u\infty}-(V_{u\infty}-V_{uo})\,e^{-\tau/T}\ .$$

L'espressione completa del segnale d'uscita risulta pertanto:

$$(15)\qquad v_u=[V_{u\infty}-(V_{u\infty}-V_{uo})e^{-\tau/T}]\,u(\tau)\,.$$

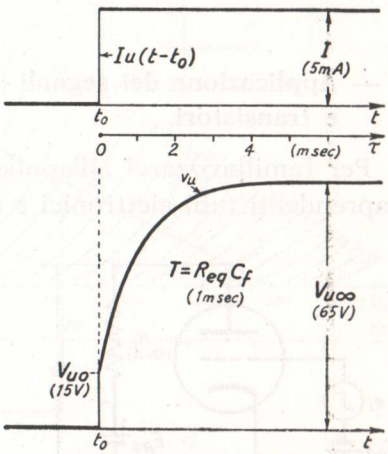


Fig. 30 — Andamento di $Iu\,(t-t_o)$ e di v_u nel circuito a) della fig. 29 (la scala di τ ed i valori segnati fra parentesi si riferiscono al caso particolare $I=5$ mA, $R_a=500$ kΩ, $R_c=3$ kΩ, $C_f=0{,}1$ μF).

Nello stesso modo si trattano tutti i circuiti analoghi con una sola capacità ed una sola induttanza ([18]); un'immediata estensione si ha poi nel caso in cui nel circuito siano presenti sorgenti di f. e. m. o di corrente continua. Quando si è in queste condizioni si considera lo *stato di riposo* del circuito, ossia si calcolano i valori delle tensioni e correnti che competono ai generatori continui, e ciò si fa sostituendo ai generatori di segnali a gradino le proprie resistenze interne e sostituendo alle capacità ed alle induttanze rispettivamente circuiti aperti e cortocircuiti. *Le variazioni dallo stato di riposo* dovute ai segnali a gradino si calcolano separatamente, colle regole indicate dianzi, in un circuito *differenziale*, in cui i generatori continui compaiono solo con le proprie resi-

([18]) - Si ripeta, per esempio, lo studio dei circuiti delle figure 26 e 28 valendosi delle cinque regole pratiche.

stenze interne: vedremo la vasta applicazione di questo metodo ai circuiti comprendenti tubi elettronici e transistori.

Se in un circuito compaiono, insieme al generatore di segnali a gradino ed alle resistenze, più condensatori o più induttanze, valgono ancora le regole *a*), *b*) e *c*), ma le regole *d*) ed *e*) non sono più valide. In molti casi, però, l'esame del circuito o un'indagine empirica consentono di ritenere trascurabile l'effetto di tutte le capacità o di tutte le induttanze meno una; si ricade allora nei casi visti finora che possono essere studiati col metodi indicati ([19]).

14. — Applicazione dei segnali a gradino ai circuiti con tubi elettronici e transistori.

Per familiarizzarci all'applicazione dei segnali a gradino ai circuiti comprendenti tubi elettronici e transistori, consideriamo il semplice circuito della figura 31: supponiamo che la tensione di griglia — sovrapposizione della tensione di polarizzazione E_{go} (-6 V) e di un gradino di tensione positivo di ampiezza E_i (4 V) — abbia l'andamento indicato nel diagramma *a*) della figura 32. Il corrispondente andamento della corrente anodica i_a e della tensione anodica v_a può ricavarsi per via grafica partendo dalle caratteristiche anodiche, che supponiamo siano quelle indicate nella figura 32. Tracciata la *retta di carico* corrispondente ai valori di E_{ao} (300 V) ed R_c (50 kΩ), il suo punto d'incontro P_o con la caratteristica di parametro $V_g = E_{go}$ rappresenta il funzionamento nel circuito prima dell'istante t_o dello scatto del segnale a gradino (*punto di riposo*); nel momento dello scatto la tensione di griglia passa dal valore E_{go} al valore $E_{go} + E_i$ (-2 V) e corrispondentemente il punto di funzionamento passa da P_o a P_1 ed ivi rimane. In conseguenza di ciò la corrente anodica i_a e la tensione anodica v_a hanno, a riposo, i valori I_{ao}, V_{ao} e passano, nell'istante t_o, ai valori I_{a1}, V_{a1}.

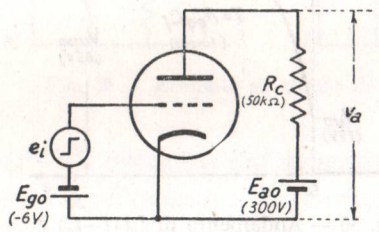


Fig. 31 — Applicazione di un segnale a gradino ad un amplificatore.

([19]) - Un esempio di ciò sarà visto nel Cap. V, n. 3 nello studio degli amplificatori a resistenza e capacità.

L'andamento in funzione del tempo di i_a e v_a è indicato dai diagrammi *b*) e *c*) della figura 32: la corrente anodica può pensarsi come la sovrapposizione di una corrente continua I_{ao} e di un *gradino positivo di corrente* $J_a\,u(t-t_o)$, essendo J_a pari alla variazione di corrente $\Delta I_a = I_{a1} - I_{ao}$, che nell'esempio considerato è *1,2* mA. Analogamente, la tensione anodica

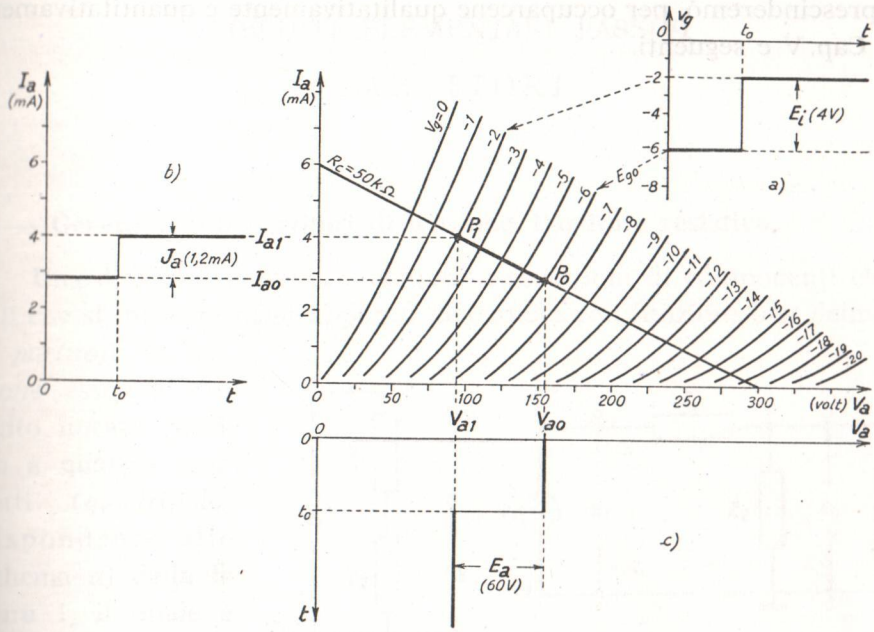


Fig. 32 — Studio grafico del circuito della figura 31.

v_a può pensarsi come sovrapposizione di una tensione continua V_{ao} e di un *gradino negativo di tensione* $e_a = -E_a\,u(t-t_o)$, dove $E_a = V_{ao} - V_{a1}$ nell'esempio considerato è di circa *60 V*; tale gradino, più ampio e di segno opposto rispetto a quello di entrata, deve considerarsi il risultato dell'amplificazione del segnale a gradino applicato alla griglia. Nel caso considerato, essendo $E_i = 4$ *V*, $E_a = 60$ V, l'amplificazione risulta *15*.

Il semplice esempio preso in esame indica che il segnale a gradino può, per quanto riguarda i tubi elettronici, essere trattato come un qualsiasi altro segnale, con la maggiore semplicità derivante dalla sua forma particolare: la stessa cosa vale per i circuiti comprendenti transistori. Veramente, nei ragionamenti precedenti si è fatto astrazione della pre-

senza delle capacità parassite del tubo: il loro effetto è quello di *rallentare*, per così dire, il passaggio della corrente e della tensione anodica dai valori di riposo a quelli finali e si traduce in uno *smussamento* dei fronti dei gradini di corrente e di tensione. La considerazione delle capacità parassite (e dei ritardi interni nei transistori) complica notevolmente lo studio dei circuiti elettronici con segnali a gradino: per ora ne prescinderemo, per occuparcene qualitativamente e quantitativamente nel Cap. V e seguenti.

CAPITOLO II

CIRCUITI ELEMENTARI PASSIVI

PARTITORI

1. — Generalità sui partitori di tensione. Partitore resistivo.

Una delle più semplici e comuni associazioni di componenti circuitali che si incontra negli apparati elettronici con funzioni ben definite è il *partitore di tensione*: esso è un circuito lineare passivo a quattro morsetti (*quadripolo*) rispondente allo schema *a*) della figura 1, il quale è normalmente interposto fra un generatore di segnali ed un bipolo utilizzatore (fig. 1 *b*). Fra i casi più semplici, i più comuni ed utili sono quelli indicati nella figura 2, in cui le due impedenze del partitore sono costituite da due resistenze (*partitore resistivo*) o da una resistenza ed una capacità disposte nei modi *b*) e *c*) di figura (*partitore RC e CR*).

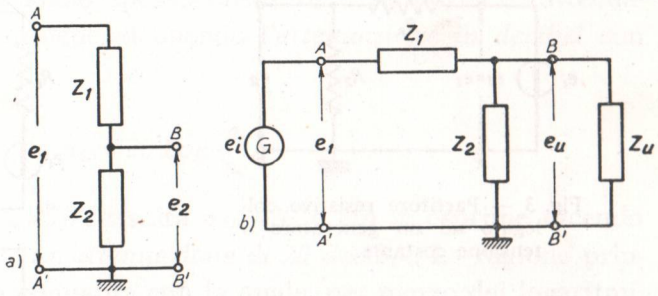


Fig. 1 — Schema di principio di un *partitore di tensione* e sua interposizione fra un generatore di segnali ed un utilizzatore.

Consideriamo dapprima il *partitore resistivo*, collegato ad un generatore del tipo ideale a tensione costante (fig. 3): l'espressione della tensione ai morsetti d'uscita, supposti aperti, è manifestamente:

$$(1) \qquad e_2 = e_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{e_1}{1 + R_1/R_2} .$$

Il segnale d'uscita è proporzionale a quello d'ingresso e ne conserva la

forma (Cap. I, n. 3), ma è più piccolo di esso; il partitore produce quindi un'attenuazione del segnale e, per questo motivo, viene spesso chiamato *attenuatore*. Si chiama *rapporto di attenuazione* del partitore il rapporto fra il segnale d'entrata e quello d'uscita.

$$(2) \qquad \alpha = \frac{e_1}{e_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

Esso esprime la riduzione prodotta dal partitore: se, ad esempio, è $R_1 = 9\,R_2$ e quindi è $e_1/e_2 = 10$, il partitore attenua o riduce *10* volte il segnale d'ingresso. Spesso invece del rapporto di attenuazione si considera il suo inverso:

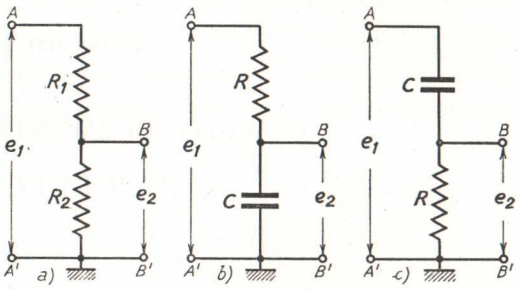


Fig. 2 — I tre tipi più comuni di partitore.

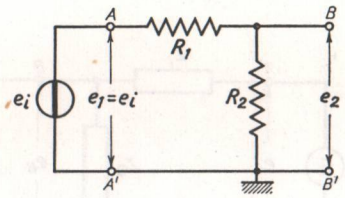


Fig. 3 — Partitore resistivo collegato ad un generatore a tensione costante.

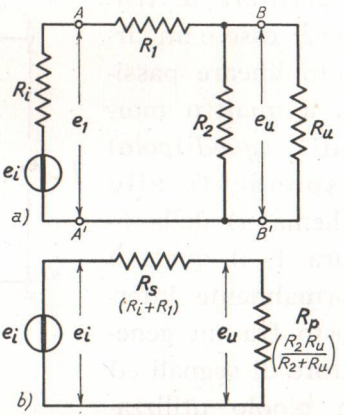


Fig. 4 — Partitore resistivo interposto fra un generatore di resistenza non nulla ed una resistenza di utilizzazione.

$$(3) \qquad A = \frac{e_2}{e_1} = \frac{1}{1 + R_1/R_2},$$

che si dice *rapporto di trasferimento del partitore*; se il rapporto di attenuazione è *10*, il rapporto di trasferimento è *1/10*, e ciò si può esprimere dicendo che il partitore trasferisce all'uscita un decimo del segnale d'ingresso.

Nel caso più comune, il partitore resistivo è alimentato da un generatore con resistenza non nulla (per cui la tensione e_1 ai morsetti d'ingresso non coincide, come nel caso di figura 3, con la f.e.m. e_i) ed è chiuso su una resistenza di utilizzazione (fig. 4); in tali condizioni, l'ali-

quota della f.e.m. e_i trasferita in uscita è minore che nel caso precedente. Il suo valore può ricavarsi agevolmente ridisegnando il circuito *a*) della figura 4 nel modo indicato nello schema *b*), dove si è posto:

$$(4) \qquad R_s = R_i + R_1 \quad , \quad R_p = R_2 R_u/(R_2 + R_u) \ .$$

Dallo schema *b*) si ha subito:

$$(5) \qquad e_u = \frac{e_i}{1 + R_s/R_p} ,$$

e se ne deduce, per il rapporto di trasferimento, l'espressione:

$$(6) \qquad A = \frac{e_u}{e_i} = \frac{1}{1 + R_s/R_p} .$$

2. — Misura in decibel dell'attenuazione e del rapporto di trasferimento.

I tecnici elettronici usano spesso misurare il rapporto di attenuazione α con unità logaritmiche, definendo l'*attenuazione in decibel* con l'espressione:

$$(1) \qquad \alpha_{dB} = 20 \, Log \frac{e_1}{e_u} ;$$

ad esempio, se è $\alpha = e_i/e_u = 10$, risulta $\alpha_{AB} = 20$ e ciò si esprime dicendo che *il partitore introduce un'attenuazione di 20 decibel.* La ragione principale di tale uso [1] è la comodità con la quale, per mezzo dei logaritmi,

---

[1] - L'origine dell'uso dei decibel è legata alla trasmissione dei segnali sulle linee elettriche (Vol. II, Cap. XIII, n. 6). In una linea elettrica, chiusa sulla sua resistenza caratteristica R_o, se P_i e P_u sono le potenze del segnale all'ingresso ed alla uscita della linea, si definisce *attenuazione in bel* il logaritmo in base 10 del rapporto P_i/P_u. In pratica, al posto del *bel*, si usa il sottomultiplo *decibel*, che è un decimo del bel; il numero che esprime l'attenuazione in decibel è perciò 10 volte più grande di quello che esprime l'attenuazione in bel:

$$n_{dB} = 10 \, n_B = 10 \, Log \, P_i/P_u \ .$$

Se i segnali sono sinusoidali ed E_i, E_u sono le loro ampiezze all'ingresso ed all'uscita della linea, l'espressione precedente diviene:

$$n_{dB} = 10 \, Log \frac{E_i^2}{2 R_o} \Big/ \frac{E_u^2}{2 R_o} = 20 \, Log \, E_i/E_u \ ;$$

da qui l'uso invalso di misurare in decibel l'attenuazione di tensione con l'espressione (1) del testo, anche in circostanze del tutto diverse da quelle originarie.

si possono trattare grandezze variabili in un intervallo percentualmente molto ampio: basti pensare che i logaritmi di 10, 10^2, 10^3, ..., 10^6 ecc. sono 1, 2, 3, ..., 6 ecc. e che, perciò, ad un rapporto α variabile, ad esempio, fra dieci ed un milione corrisponde un'attenuazione in decibel variabile appena fra 20 e 120. Un'altra ragione è che l'attenuazione in decibel ha valore zero quando è $e_u = e_i$, cioè proprio quando il partitore non produce alcuna riduzione del segnale.

Si usa anche molto l'espressione in decibel del rapporto di trasferimento:

$$(2) \qquad G = 20 \, Log \, A = 20 \, Log \frac{e_u}{e_i} \, ,$$

che si chiama *guadagno* del partitore: siccome è sempre $e_u \leqq e_i$, il guadagno risulta sempre minore od uguale a zero ed è quindi, in effetti, un'attenuazione. Nell'esempio poc'anzi considerato, in cui è $A = e_u/e_i = 1/10$, risulta $G = -20$ e ciò si esprime dicendo che il partitore ha un

TAV. 1 — Relazione fra decibel e rapporti di tensione.

$n\,(dB)$	V_1/V_2
0,1	1,01
0,2	1,02
0,3	1,03
0,4	1,05
0,5	1,06
0,6	1,07
0,7	1,08
0,8	1,10
0,9	1,11

$n\,(dB)$	V_1/V_2
1	1,12
2	1,26
3	1,41
4	1,6
5	1,8
6	2
7	2,2
8	2,5
9	2,8

$n\,(dB)$	V_1/V_2
10	3,16
20	10
30	$3{,}16 \cdot 10$
40	10^2
50	$3{,}16 \cdot 10^2$
60	10^3
70	$3{,}16 \cdot 10^3$
80	10^4
90	$3{,}16 \cdot 10^4$

guadagno di $-20\,dB$; è appena necessario osservare che, in ogni caso, il guadagno è uguale ed opposto all'attenuazione in decibel, $G = -\alpha_{dB}$.

Pur essendo facile mediante le tavole logaritmiche ricavare il numero di decibel corrispondente ad un determinato rapporto di tensioni V_1/V_2 e viceversa, è generalmente più comodo servirsi della Tav. 1. Per trovare valori oltre i limiti della tabella si procede così: si scompone il numero dei decibel nella somma di più numeri contenuti nella tabella e si moltiplicano i corrispondenti rapporti dedotti dalla tabella stessa.

Ad esempio, si debba trovare il rapporto di tensione corrispondente a *45 dB*; si scrive:

$$45 = 5 + 40 \qquad (dB) ,$$

e se ne deduce:

$$V_1/V_2 = 1{,}8 \cdot 10^2 .$$

Allora, se l'attenuazione di un partitore è *45 dB*, il suo *rapporto di attenuazione* è *180*; corrispondentemente il guadagno è *−45 dB* ed il *rapporto di trasferimento* è $A = 1/180$.

3. — Studio in regime sinusoidale del partitore RC.

Mentre nel caso del partitore resistivo non è stata necessaria alcuna precisazione sulla natura del segnale applicato, perchè il comportamento dei circuiti resistivi non è legato in alcun modo alla forma dei segnali (Cap. I, n. 3), ciò non è possibile per gli altri tipi di partitori della figura 2, perchè la presenza della capacità fa sì che il loro comportamento dipenda dal tipo di segnale usato. Ne compiremo, perciò, lo studio sottoponendoli ai segnali di prova (sinusoidale ed a gradino) e ci varremo dei risultati ottenuti per dedurne in seguito il comportamento con segnali reali: svolgeremo dapprima lo studio con segnali sinusoidali.

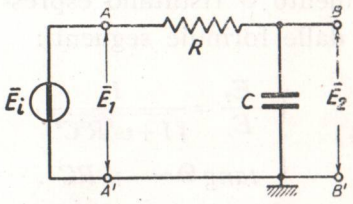


Fig. 5 — Partitore *RC* connesso ad un generatore ideale di segnali sinusoidali e coi morsetti di uscita aperti.

Consideriamo il partitore *RC* (²) connesso ad un generatore ideale di segnali sinusoidali, in assenza di impedenza di utilizzazione, cioè coi morsetti di uscita *BB'* aperti (fig. 5). Indicando il segnale sinusoidale d'entrata del partitore col numero complesso $\bar{E}_1$, l'espressione simbolica della corrente che circola nella resistenza e nella capacità risulta:

$$(1) \qquad \bar{I} = \frac{\bar{E}_1}{R + \dfrac{1}{j\omega C}} ,$$

(²) - Il suo studio è già stato compiuto a titolo di esempio nel Vol. I, Cap. III, n. 1.

e pertanto la tensione $\overline{E}_2$ che si ha ai capi di C ha l'espressione simbolica:

$$(2) \qquad \overline{E}_2 = \overline{E}_1 \frac{\dfrac{1}{j\omega C}}{R + \dfrac{1}{j\omega C}} = \overline{E}_1 \frac{1}{1 + j\omega RC},$$

da cui si deduce:

$$(3) \qquad \frac{\overline{E}_2}{\overline{E}_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC}.$$

Quest'espressione complessa contiene implicitamente le relazioni fra le ampiezze dei segnali $\overline{E}_2$ ed $\overline{E}_1$ e la loro relazione di fase, che possono essere rese esplicite ricavando il modulo e l'argomento del numero complesso. I valori del modulo E_2/E_1 e dello sfasamento Θ risultano espressi dalle formule seguenti:

$$(4) \qquad \begin{cases} \dfrac{E_2}{E_1} = \dfrac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}, \\ tang\,\Theta = -\omega RC. \end{cases}$$

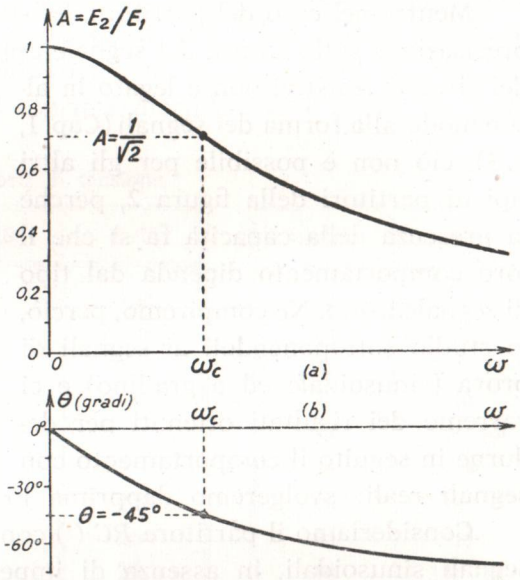


Fig. 6 — Andamento del *rapporto di trasferimento* $A(\omega) = E_2/E_1$ e di Θ in funzione di ω.

Da esse appare che il segnale d'uscita è minore del segnale d'ingresso ed è sfasato in ritardo rispetto ad esso: precisamente l'ampiezza E_2, dal valore limite E_1 che ha per $\omega = 0$ $(E_2/E_1 = 1)$, diminuisce progressivamente e tende a zero al crescere di ω; lo sfasamento Θ è nullo nel caso limite $\omega = 0$ e tende a $-90°$ per ω tendente all'infinito. L'andamento di E_2 rapportato ad E_1 e di Θ in funzione di ω è indicato nella figura 6: il rapporto E_2/E_1 prende il nome di *rapporto di trasferimento* (come nel caso del partitore resistivo) e si indica con $A(\omega)$:

$$(5) \qquad A(\omega) = \frac{E_2}{E_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}.$$

Poichè il segnale d'uscita è più piccolo di quello d'entrata, il partitore *RC* è un *attenuatore* come il partitore resistivo (n. 1); ma è un attenuatore selettivo — ossia, come suol dirsi, è un *filtro* — in quanto il rapporto di trasferimento è diverso alle diverse frequenze. Siccome l'attenuazione è minore alle frequenze basse che alle alte, il filtro è del tipo *passa-basso*; per questo il partitore *RC* considerato si suole spesso denominare *partitore filtrante passa-basso*.

4. — Curve universali di risposta e di fase del partitore filtrante passa-basso RC.

Nei diagrammi della figura 6 è messa in evidenza la pulsazione ω_c in corrispondenza alla quale è $A = 1/\sqrt{2} \cong 0{,}7$, ossia la pulsazione per la quale l'ampiezza del segnale d'uscita E_2 è pari al suo valore massimo ($E_2 = E_1$) diviso per $\sqrt{2}$; dalla formula (5) del n. 3 appare che la sopradetta pulsazione deve soddisfare l'equazione:

$$(1) \qquad \omega^2 R^2 C^2 = 1 \ ,$$

ed ha perciò il valore:

$$(2) \qquad \omega = \omega_c = \frac{1}{RC} \cdot$$

In corrispondenza ad $\omega = \omega_c$ il valore di $tang\,\Theta$ diviene:

$$(3) \qquad tang\,\Theta = -\omega_c RC = -1 \ ,$$

per cui risulta $\Theta = -45°$. Alla pulsazione ω_c si dà il nome di *pulsazione caratteristica* del partitore filtrante, e corrispondentemente si dice *frequenza caratteristica* [3] la frequenza $f_c = \omega_c / 2\pi$.

Dalla formula (2) si deduce la relazione $RC = 1/\omega_c$ che, sostituita nelle espressioni del rapporto di trasferimento e dello sfasamento (n. 3, form. 4, 5) le rende particolarmente semplici e significative:

$$(4) \qquad A = \frac{E_2}{E_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{\omega^2}{\omega_c^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{f^2}{f_c^2}}} \ ,$$

---

[3] - Essa viene anche spesso chiamata *frequenza di taglio* e *frequenza critica*.

$$(5) \qquad tang\,\Theta = -\frac{\omega}{\omega_c} = -\frac{f}{f_c}.$$

L'andamento di A e di Θ dedotto da queste formule è rappresentato graficamente, in funzione di f (espresso quale multiplo di f_c), nella figura 7: i due diagrammi si dicono *curve universali di risposta e di fase* del partitore. Appare dalle curve e dalle formule (4) e (5) che il comportamento del partitore filtrante passa-basso è completamente determinato dal valore di f_c o di $\omega_c = 2\pi f_c$, cioè, in definitiva dal prodotto RC. Due partitori, nelle condizioni della figura 5, che abbiano valori di R e C diversi ma uguale valore del prodotto $RC = 1/\omega_c = 1/(2\pi f_c)$, si comportano in maniera identica e pertanto f_c ed ω_c devono considerarsi i parametri caratteristici del partitore filtrante.

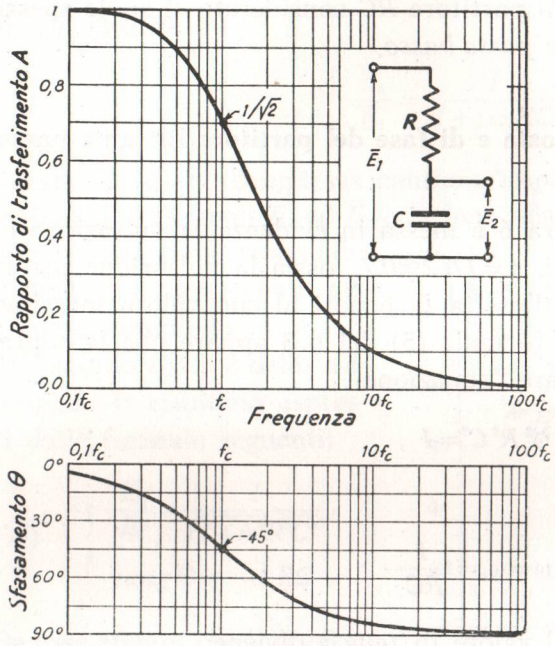


Fig. 7 — Curve universali di risposta e di fase del partitore filtrante passa-basso RC.

Come nel caso del partitore resistivo (n. 2), il rapporto di trasferimento è spesso misurato in decibel:

$$(6) \qquad G = 20\,Log\,A = 20\,Log\,\frac{E_2}{E_1} \qquad (dB)\,,$$

e si chiama *guadagno* del partitore filtrante; naturalmente esso è un numero negativo ed è quindi, in effetti, un'attenuazione. L'andamento in funzione di f del guadagno, dedotto dalla curva universale di risposta della figura 7, è riportato nella figura 8; notiamo che in corrispondenza alla frequenza caratteristica f_c (in cui è $A = 1/\sqrt{2}$) risulta $G = -3\,dB$,

per cui f_c viene spesso indicata nel linguaggio tecnico come la frequenza

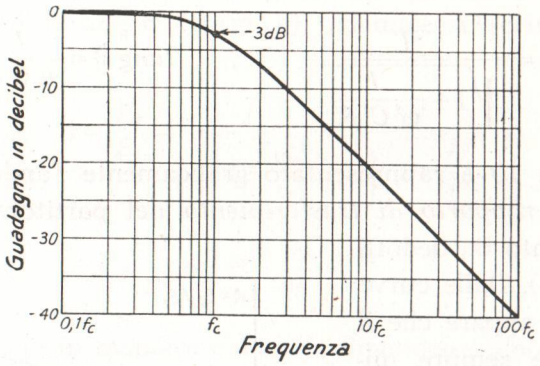


Fig. 8 — Curva universale di risposta quotata in decibel, ossia andamento in funzione di f del *guadagno in decibel.*

in corrispondenza alla quale il guadagno è $-3\,dB$.

5. — Studio in regime sinusoidale del partitore filtrante passa-alto CR.

Lo studio in regime sinusoidale del partitore CR (fig. 2 *c*) si svolge in maniera identica a quello del partitore RC (n. 3 , 4): Consideriamo il partitore connesso ad un generatore ideale di segnali sinusoidali, in assenza di impedenza di utilizzazione, cioè coi morsetti BB' aperti (fig. 9). Indicando il segnale sinusoidale d'entrata col numero complesso $\overline{E}_1$, l'espressione simbolica della corrente che circola nella capacità C e nella resistenza R risulta:

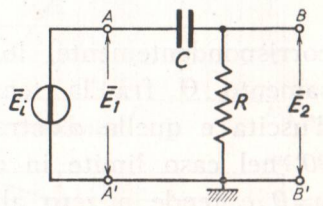


Fig. 9 — Partitore CR connesso ad un generatore ideale di segnali sinusoidali e coi morsetti d'uscita aperti.

$$(1) \qquad \overline{I} = \frac{\overline{E}_1}{R + \dfrac{1}{j\omega C}}$$

e pertanto la tensione ai capi della resistenza R è espressa dalla formula:

$$(2) \qquad \overline{E}_2 = \overline{E}_1 \frac{R}{R + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{\overline{E}_1}{1 + \dfrac{1}{j\omega CR}} .$$

da essa si ottiene:

$$(3) \qquad \frac{\overline{E}_2}{\overline{E}_1} = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{j\omega CR}} .$$

Da questa espressione complessa, ricavando il modulo e l'argomento, si deducono i valori del rapporto E_2/E_1 e dello sfasamento Θ fra $\overline{E}_2$ ed $\overline{E}_1$:

$$(4) \qquad \frac{E_2}{E_1} = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{\omega^2 C^2 R^2}}} \quad , \quad tang\,\Theta = \frac{1}{\omega C R} .$$

Nella figura 10 è rappresentato graficamente l'andamento in funzione di ω del *rapporto di trasferimento* del partitore, $A(\omega)=E_2/E_1$, e dello sfasamento Θ, dedotti dalle formule (4). Dalle curve e dalle formule appare che il gnale d'uscita è sempre minore di quello d'entrata ed è sfasato in anticipo rispetto ad esso; l'ampiezza ha valore zero per $\omega=0$, tende ad E_1 al crescere di ω ed ha valore uguale ad $E_1/\sqrt{2}\cong 0{,}7\ E_1$ quando ω ha il valore:

$$(5) \qquad \omega_c = \frac{1}{CR} ;$$

corrispondentemente, lo sfasamento Θ fra la tensione d'uscita e quella d'entrata è $90°$ nel caso limite in cui è $\omega=0$ e tende a zero al crescere di ω, assumendo il valore $\Theta=45°$ quando è $\omega=\omega_c$.

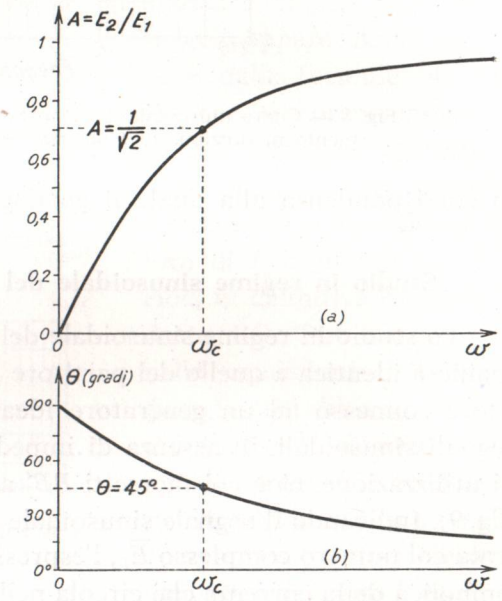


Fig. 10 — Andamento in funzione di ω del *rapporto di trasferimento* $A=E_2/E_1$ e dello sfasamento.

Le proprietà viste indicano che il partitore CR ha carattere filtrante, come il partitore RC, ma a differenza di questo, esso è un *filtro passa-alto* perché attenua meno i segnali di frequenza alta che non quelli di frequenza bassa. Manifestamente, anche in questo caso, il comportamento del *partitore filtrante passa-alto* è caratterizzato dal prodotto $CR=1/\omega_c$; per questo, ω_c e la corrispondente frequenza $f_c=\omega_c/2\pi$ sono dette *pulsazione caratteristica* e *frequenza caratteristica* del partitore filtrante (esse sono anche qualche volta chiamate, meno felicemente,

pulsazione e frequenza *critica* o di *taglio*).

Dalla formula (5) si deduce la relazione $CR = 1/\omega_c$ che, sostituita nelle espressioni di A e $tang\,\Theta$ (form. 4), conduce a scrivere le seguenti relazioni:

$$(6) \qquad A = \frac{E_2}{E_1} = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{\omega_c^2}{\omega^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1+\frac{f_c^2}{f^2}}} ,$$

$$(7) \qquad tang\,\Theta = \frac{\omega_c}{\omega} = \frac{f_c}{f} ,$$

le quali esprimono in maniera chiara la dipendenza del rapporto di trasferimento A e dello sfasamento Θ dalla frequenza e da f_c, parametro caratteristico del partitore filtrante. L'andamento di A e di Θ dedotto dalle formule (6) e (7) è rappresentato in funzione di f (espresso quale multiplo di f_c) nella figura 11: i due diagrammi si dicono *curve universali di risposta e di fase* del partitore filtrante passa-alto e consentono la determinazione del rapporto di trasferimento A e dello sfasamento Θ per qualsiasi partitore di tale tipo, di cui sia noto il valore della frequenza caratteristica $f_c = 1/(2\pi CR)$.

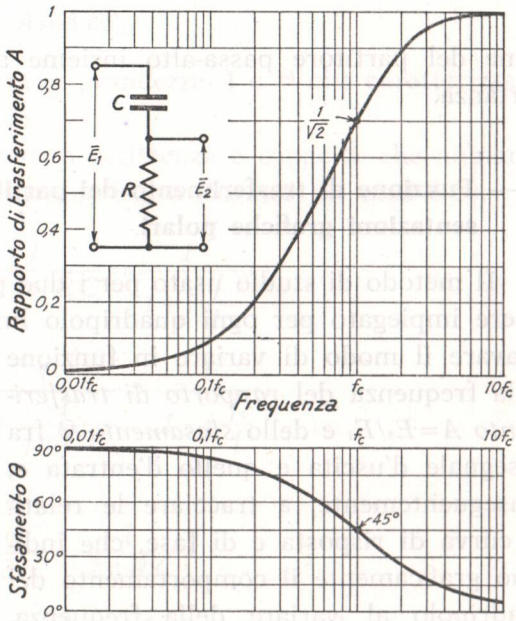


Fig. 11 — Curve universali di risposta e di fase del partitore filtrante passa-alto CR.

Come nel caso del partitore passa-basso, si considera spesso il *guadagno in decibel* del partitore passa-alto, espresso dalla formula:

$$(8) \qquad G = 20\,Log\,A = 20\,Log\,\frac{E_2}{E_1} ;$$

il suo andamento in funzione di f, dedotto dalla curva universale di risposta della figura 11 è riportato nella figura 12.

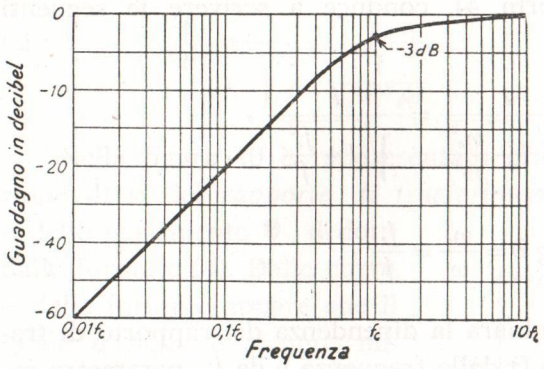


Fig. 12 — Andamento in funzione di f del guadagno in decibel.

Partitori del tipo esaminato, o riconducibili ad esso, sono applicati in ogni branca dell'elettronica: basti ricordare il collegamento a capacità e resistenza fra due stadi di amplificazione a resistenza (Vol. I, Cap. XI), che è propriamente attuato col partitore *CR*. Avremo modo, nei capitoli seguenti, di approfondire questa applicazione del partitore passa-alto insieme ad altre di fondamentale importanza.

6. — Funzione di trasferimento dei partitori filtranti RC e CR. Rappresentazioni grafiche polari.

Il metodo di studio usato per i due partitori filtranti *RC* e *CR* può essere impiegato per ogni quadripolo lineare (fig. 13); esso conduce a ricavare il modo di variare in funzione della frequenza del *rapporto di trasferimento* $A = E_2/E_1$ e dello *sfasamento* Θ fra il segnale d'uscita e quello d'entrata e, conseguentemente, a tracciare le relative curva di risposta e di fase, che indicano graficamente il comportamento del quadripolo al variare della frequenza.

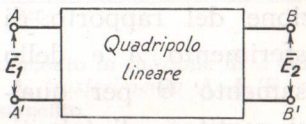


Fig. 13 — Generico quadripolo lineare.

Più in generale, per ogni quadripolo lineare (e quindi anche per i due partitori *RC* e *CR*) si considera, per ogni frequenza, il rapporto $\overline{A}$ fra i numeri complessi $\overline{E}_2$ ed $\overline{E}_1$ che rappresentano i segnali d'uscita e d'entrata del quadripolo (fig. 13):

$$(1) \qquad \overline{A} = \frac{\overline{E}_2}{\overline{E}_1},$$

a cui si dà comunemente il nome di *funzione di trasferimento* del quadripolo (Vol. I, Cap. III, n. 1); il suo modulo è il rapporto di trasferimento, $A = E_2/E_1$, mentre il suo argomento rappresenta lo sfasamento Θ

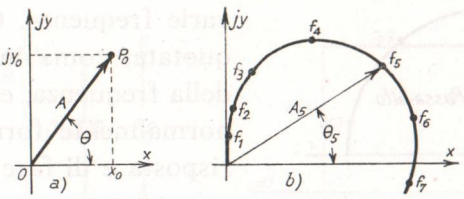


Fig. 14 — Rappresentazione grafica della funzione di trasferimento.

fra il segnale d'uscita e quello d'ingresso. La forma più spesso usata per indicare la funzione di trasferimento è quella esponenziale:

$$(2) \qquad \overline{A} = A\, e^{j\Theta},$$

che contiene in maniera esplicita le grandezze A e Θ che caratterizzano il comportamento del quadripolo.

Nel caso dei partitori filtranti a resistenza e capacità che abbiamo studiato, la funzione di trasferimento risulta (form. 3 dei nn. 3 e 5):

$$(3) \quad \text{passa-basso} \qquad \overline{A} = \frac{1}{1 + j\,\omega\, R\, C} = \frac{1}{1 + j\,\dfrac{f}{f_c}},$$

$$(4) \quad \text{passa-alto} \qquad \overline{A} = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{j\,\omega\, C\, R}} = \frac{1}{1 - j\,\dfrac{f_c}{f}},$$

dove è:

$$(5) \qquad f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\, R\, C}.$$

L'introduzione della funzione di trasferimento conduce ad una notevole rappresentanza grafica del comportamento del quadripolo al variare della frequenza, che costituisce la sintesi delle curve di risposta e di fase. Il numero complesso $\overline{A} = A\, e^{j\Theta}$ può rappresentarsi sul piano complesso (x, jy) con un vettore di modulo A, formante coll'asse reale un angolo Θ (fig. 14 *a*); l'estremo P_0 del vettore è, analogamente, il punto rappresentativo del numero complesso $\overline{A}$. Poichè A e Θ sono funzioni della frequenza, per ogni valore di f si avrà un vettore ed un punto rap-

presentativo diverso: la *curva luogo* dei punti rappresentativi, estremi dei vettori $\overline{A}$, relativi alle varie frequenze (fig. 14 *b*) costituisce una rappresentazione grafica sintetica del comportamento del quadripolo alle varie frequenze. Quando la curva è quotata, come in figura, coi valori della frequenza, essa riassume i dati normalmente forniti dalle curve di risposta e di fase del quadripolo, in quanto consente, col metodo della figura 14 *a*), la determinazione del valore di A e di Θ per qualsiasi valore della frequenza (4).

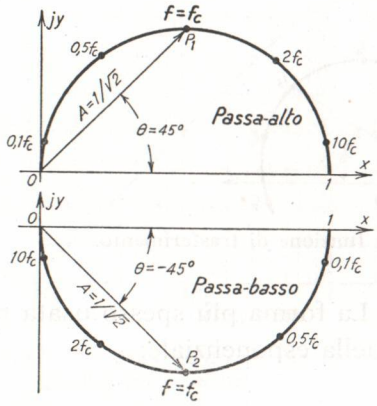


Fig. 15 — Curve luogo dei partitori filtranti *RC* (passa-basso) e *CR* (passa-alto).

Nella figura 15 sono riportate le *curve luogo* delle funzioni di trasferimento dei partitori filtranti passa-basso e passa-alto a resistenza e capacità, dedotte dalle curve di risposta universali delle figure 7 e 11 (5): i punti P_1 e P_2 corrispondono alle frequenze caratteristiche f_c, per le quali si ha $A = 1/\sqrt{2}$, $\Theta = \pm 45°$.

7. — Comportamento dei partitori filtranti RC e CR sottoposti a segnali a gradino.

Illustrato ormai il modo di comportarsi dei due partitori *RC* e *CR* con segnali di prova sinusoidali, ne esamineremo il comportamento coi segnali di prova a gradino. Supporremo anche ora, in un primo momento, che i partitori siano alimentati da generatori ideali di tensione ed abbiano i morsetti d'uscita aperti (figg. 16 e 18).

Il comportamento del partitore *RC* di fronte ad un segnale a gradino $E\,u(t - t_o)$ prodotto dal generatore è immediatamente deducibile dallo studio compiuto nel n. 12 del Cap. I, perchè non vi è alcuna dif-

(4) - Nel Vol. I il metodo della curva luogo è stato usato per rappresentare *l'amplificazione complessa*, che è la funzione di trasferimento di un amplificatore (Vol. I, Cap. XIII, n. 5).

(5) - Non sarebbe difficile dimostrare, partendo dalle formule (3) e (4), che le due curve luogo sono semicirconferenze di diametro unitario.

ferenza fra lo schema della figura 16 e quello della figura I, 22 *a'*). Possiamo pertanto concludere che al segnale d'ingresso a gradino $e_i = E\,u(t-t_o)$, indicato nella figura 17 *a*), viene a corrispondere, in uscita, il

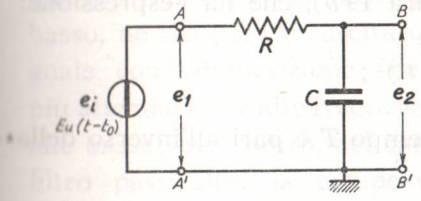


Fig. 16 — Partitore *RC* connesso ad un generatore di segnali a gradino e coi morsetti d'uscita aperti.

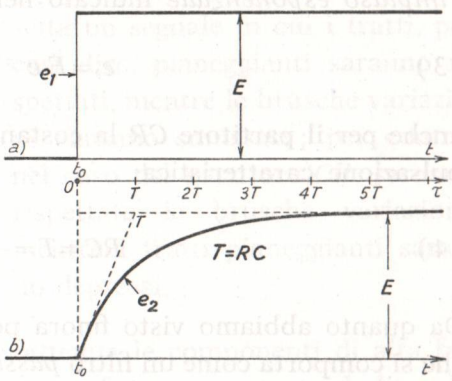


Fig. 17 — Il segnale d'uscita del partitore *RC* è un gradino con fronte esponenziale.

gradino a fronte esponenziale indicato nella figura 17 *b*), che ha l'espressione:

$$(1)\qquad e_2 = E\,(1 - e^{-\tau/T})\quad u(t-t_o)\ ,$$

dove τ è il tempo contato a partire dall'istante t_o (in cui avviene lo scatto del gradino d'ingresso) e T è la *costante di tempo* del circuito, $T = RC$.

Notiamo che la costante di tempo è pari all'inverso della *pulsazione caratteristica* del partitore in regime sinusoidale:

$$(2)\qquad RC = T = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f_c}\ ;$$

questa relazione fra gli elementi che caratterizzano il comportamento del circuito in regime sinusoidale (ω_c, f_c) e transitorio (T), indica lo stretto legame che esiste fra i metodi di prova dei circuiti con segnali sinusoidali ed a gradino e che apparirà con sempre maggiore evidenza nel seguito del nostro studio.

Il comportamento del partitore *CR* (fig. 18) a cui sia applicato un segnale a gradino $e_i = e_i = E\,u(t-t_o)$ è agevolmente deducibile dallo studio compiuto nel n. 13 del Cap. I, ad esempio applicando le regole ivi introdotte. La tensione d'uscita e_2 è zero fino all'istante t_o ed in tale istante passa al valore E, perchè il condensatore si comporta come un cortocircuito di fronte allo scatto del segnale a gradino; la tensione

d'uscita tende poi a zero (perchè C tende a comportarsi come un circuito aperto) con una legge esponenziale, la cui costante di tempo è $T=CR$. Possiamo pertanto concludere che al segnale d'ingresso a gradino $e_1 = E\,u(t-t_0)$, indicato nella figura 19 *a*), viene a corrispondere, all'uscita, l'*impulso esponenziale* indicato nella figura 19 *b*), che ha l'espressione:

$$(3) \qquad e_2 = E\,e^{-\tau/T}\,u(t-t_0)\ ;$$

anche per il partitore CR la costante di tempo T è pari all'inverso della pulsazione caratteristica:

$$(4) \qquad RC = T = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f_c}\cdot$$

Da quanto abbiamo visto finora possiamo concludere: il *partitore RC*, che si comporta come un filtro *passa-basso* per i segnali sinusoidali, *modifica essenzialmente il fronte* dei segnali a gradino, trasformandolo da verticale in esponenziale crescente (6); il *partitore CR*, che per i segnali sinusoidali si comporta come filtro *passa-alto*, lascia inalterato il fronte dei segnali a gradino ma *modifica il tratto superiore*, trasformandolo da orizzontale in esponenziale decrescente. Se ai due partitori è applicato, invece dei segnali di prova a gradino o sinusoidale, un segnale reale ad andamento qualunque:

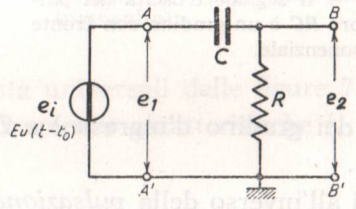


Fig. 18 — Partitore *RC* connesso ad un generatore di segnali a gradino.

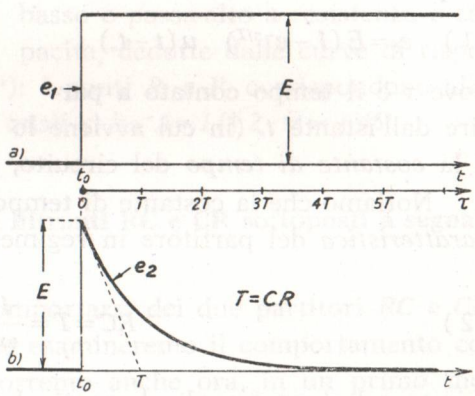


Fig. 19 — Il partitore *CR*, ad un segnale di ingresso a gradino, fa corrispondere in uscita un *impulso esponenziale* di costante di tempo $T=CR$.

(6) - Nel senso che il segnale d'uscita ha il fronte esponenziale crescente (Cap. I, n. 11), invece che verticale come il segnale d'ingresso.

le oscillazioni sinusoidali in cui esso può essere scomposto (Cap. I, n. 2) saranno diversamente attenuate e sfasate a seconda della loro frequenza. Nel caso del filtro passa-basso, ne risulterà in uscita un segnale con composizione spettrale più attenuata alle alte frequenze che alle basse; per contro, nel caso del filtro passa-alto, la composizione spettrale risulterà maggiormente attenuata alle basse frequenze che alle alte.

i gradini in cui esso può essere scomposto (Cap. I, n. 2) risulteranno alterati nei loro tratti verticali (*RC*) od orizzontali (*CR*). Nel caso del partitore *RC*, ne risulterà in uscita un segnale in cui i tratti, per così dire, pianeggianti saranno rispettati, mentre le brusche variazioni saranno smussate; per contro, nel caso del partitore *CR*, saranno rispettate le brusche variazioni, mentre i tratti pianeggianti saranno depressi.

Il fatto che un circuito, il quale attenua le componenti di alta frequenza di un segnale più di quelle di bassa frequenza, smussi le brusche variazioni del segnale stesso ed il fatto, invece, che un circuito, che attenua le componenti di bassa frequenza, deprima i tratti del segnale ad andamento pianeggiante, non sono occasionali e non valgono solo per i partitori *RC* e *CR*. C'è una stretta relazione fra il comportamento di ogni circuito in regime sinusoidale e quello in regime transitorio, che *fa, in ogni caso, corrispondere la risposta alle basse frequenze con la risposta al tratto orizzontale del segnale a gradino e la risposta alle alte frequenze con la risposta al fronte verticale del gradino.* Un circuito con caratteristiche filtranti passa-basso tende sempre a conservare i tratti orizzontali dei segnali a gradino ed a smussare i fronti; un circuito con caratteristiche passa-alto, invece, tende sempre a conservare i fronti dei segnali a gradino ed a deprimere i tratti orizzontali.

8. — Funzione caratteristica e curva di risposta transitoria dei partitori RC e CR e di un quadripolo lineare generico.

Si è verificato nel paragrafo precedente che, applicando all'ingresso dei partitori *RC* e *CR* un segnale a gradino, si ottengono in uscita due segnali che hanno le espressioni:

$$(1) \qquad e_2 = (1 - e^{-\tau/T})\, E\, u(t - t_o) \quad , \quad e_2 = e^{-\tau/T}\, E\, u(t - t_o) \; ;$$

i segnali d'uscita sono pertanto uguali al segnale d'ingresso $e_1 = E\, u(t - t_o)$

moltiplicato per una funzione di τ, $\mathcal{A}(\tau)$, che per i due partitori risulta:

(2) passa-basso (RC) $\mathcal{A}(\tau) = 1 - e^{-\tau/T}$, $(T = RC)$

(3) passa-alto (CR) $\mathcal{A}(\tau) = e^{-\tau/T}$.

La funzione $\mathcal{A}(\tau)$ è detta *funzione caratteristica* dei partitori e, come appare dalle formule (2) e (3), coincide con la *funzione esponenziale crescente* (Cap. I, n. 11) per il partitore RC e con la *funzione esponenziale decrescente* per il partitore CR. L'andamento di $\mathcal{A}(\tau)$ nei due casi

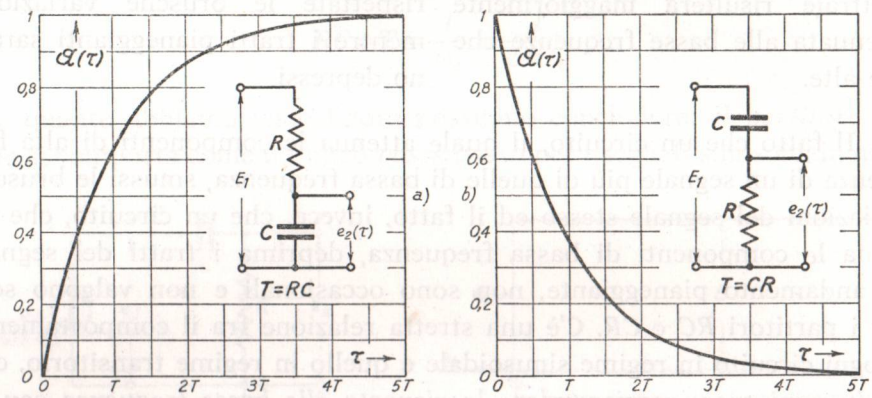


Fig. 20 — Curve di risposta transitoria dei partitori RC (passa-basso) e CR (passa-alto).

è immediatamente deducibile dalle curve della figura I, 18 ed è riportato nella figura 20; i due diagrammi si dicono *curve di risposta transitoria* dei partitori e giocano, nello studio con segnali a gradino, lo stesso ruolo delle curve di risposta e di fase nello studio in regime sinusoidale.

Per un quadruplo lineare generico, a cui sia applicato un segnale a gradino $E_1 u(t - t_0)$, si verifica una situazione del tutto analoga a quella vista per i due partitori; cioè si ottiene in uscita un segnale del tipo:

(4) $$e_2 = \mathcal{A}(\tau) E_1 u(t - t_0) ,$$

dove $\mathcal{A}(\tau)$ è una funzione (*funzione caratteristica* del quadripolo) che dipende dalla costituzione interna del quadripolo. Nella figura 21 è fornito un esempio dell'andamento di e_2 corrispondente all'applicazione ad

un particolare quadripolo di un segnale a gradino; poichè il comportamento del quadripolo lineare non cambia, manifestamente, se l'istante di scatto del gradino è diverso, l'andamento del segnale d'uscita non

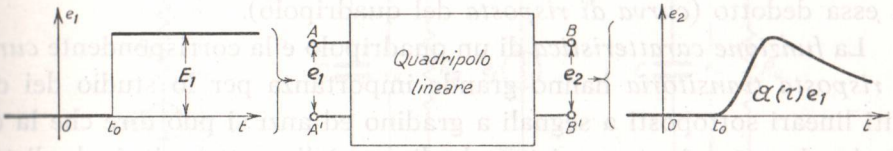


Fig. 21 — Applicazione di un segnale a gradino ad un generico quadripolo e corrispondente segnale d'uscita.

risulterebbe modificato (a parte uno spostamento parallelamente a se stesso, lungo l'asse dei tempi) se l'istante di scatto del segnale d'ingresso fosse anticipato o ritardato rispetto a t_0. D'altra parte, il segnale d'uscita è certamente sempre nullo prima dello scatto del segnale d'ingresso, per cui, in generale, è superfluo prendere in considerazione l'andamento completo del segnale d'uscita, bastando considerare l'andamento che esso ha nel momento dello scatto e nel tempo successivo; ciò equivale a considerare, invece della espressione completa del segnale d'uscita (4), quella relativa all'istante dello scatto ed agli istanti seguenti, cioè la espressione:

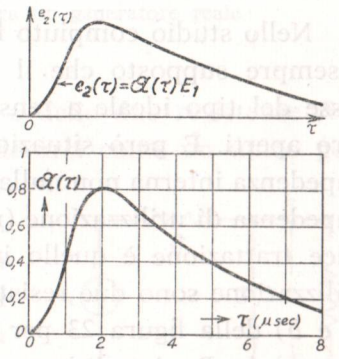


Fig. 22 — Andamento del segnale d'uscita del quadripolo di fig. 21 dall'istante dello scatto in poi e corrispondente *curva di risposta transitoria* del quadripolo.

$$e_2(\tau)=\mathcal{A}(\tau)E_1 \,, \tag{5}$$

dove, come al solito, τ è il tempo contato a partire da t_0.

La formula (5) si presta a fornire la definizione della funzione $\mathcal{A}(\tau)$ ed il modo per calcolarla; scrivendo infatti:

$$\mathcal{A}(\tau)=\frac{e_2(\tau)}{E_1} \,, \tag{6}$$

si vede che la *funzione caratteristica* del quadripolo è il rapporto fra il segnale d'uscita e_2 e l'ampiezza E_1 del segnale a gradino d'ingresso, cal-

colato dall'istante dello scatto in poi. Essa può pertanto essere ricavata dal segnale d'uscita semplicemente dividendone il valore per E_1; ad esempio, nella figura 22 è indicato l'andamento, da t_0 in poi, del segnale d'uscita del quadripolo della figura 21 e l'andamento quotato di $\mathcal{A}(\tau)$ da essa dedotto (*curva di risposta* del quadripolo).

La *funzione caratteristica* di un quadripolo e la corrispondente *curva di risposta transitoria* hanno grande importanza per lo studio dei circuiti lineari sottoposti a segnali a gradino ed anzi si può dire che la determinazione teorica o sperimentale di esse è l'oggetto principale di tale studio ([7]): infatti, una volta nota $\mathcal{A}(\tau)$, risulta automaticamente noto il segnale d'uscita corrispondente ad un qualsiasi segnale d'entrata a gradino.

9. — Partitore a resistenza e capacità connesso ad una resistenza di utilizzazione.

Nello studio compiuto finora sui partitori a resistenza e capacità si è sempre supposto che il generatore collegato ai morsetti d'ingresso fosse del tipo ideale a tensione costante e che i morsetti d'uscita fossero aperti. È però situazione comune che il generatore possegga una impedenza interna non nulla e che i morsetti di uscita siano chiusi su una impedenza di utilizzazione (n. 1, fig. 1): un caso assai frequente e di semplice trattazione è quello in cui l'impedenza interna e l'impedenza di utilizzazione sono due resistenze R_i ed R_u, come è indicato dagli schemi *a*) e *b*) della figura 23 per i due tipi di partitori: manifestamente nel caso *a*) la R_i si può sempre conglobare in R, mentre nel caso *b*) si può conglobare in R la R_u; è sufficiente, perciò, prendere in considerazione i due schemi ridotti *a'*) e *b'*), che possono ritenersi del tutto generali.

([7]) - La *funzione caratteristica* $\mathcal{A}(\tau)$ è, nello studio dei circuiti lineari con segnali a gradino, il corrispettivo della *funzione di trasferimento* $\overline{A}$ (n. 6) che si usa nello studio dei circuiti con segnali sinusoidali: fra le due funzioni vi è una stretta relazione matematica che permette di ricavare l'una se è nota l'altra. La *funzione caratteristica* è qualche volta chiamata *funzione indice*, così come viene chiamata *curva di risposta indice* quella che noi abbiamo denominato *curva di risposta transitoria* (fig. 22). Ponendo nella (6) $E_1=1$ si ottiene $\mathcal{A}(\tau)=e_2(\tau)$: da qui deriva una definizione qualche volta data dalla funzione caratteristica. Essa è definita come la risposta del circuito ad un gradino di ampiezza unitaria dall'istante dello scatto in poi.

Consideriamo dapprima il caso del partitore *RC* connesso ad una resistenza di utilizzazione (fig. 24 *a*): visto dai morsetti del condensa-

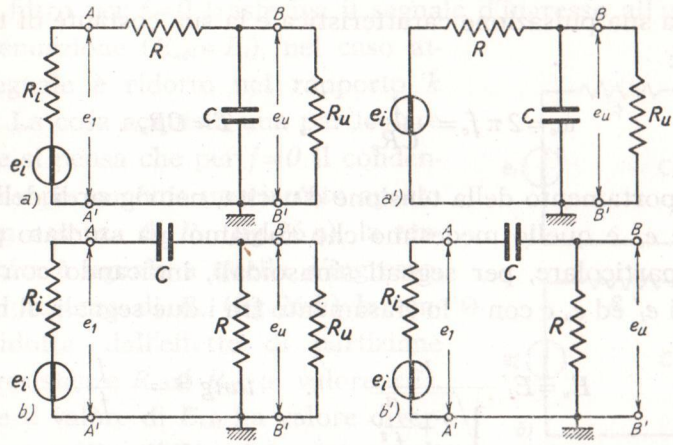


Fig. 23 — Partitori *RC* e *CR* interposti fra un generatore reale ed una resistenza di utilizzazione.

tore, il complesso del generatore ideale e_i e delle due resistenze R ed R_u può, per il teorema di Thevenin, considerarsi come un unico generatore, e, quindi, l'intero circuito può ridisegnarsi nel modo indicato nella figura 24 *b*). La f. e. m. e_i' è pari alla tensione che si ha ai morsetti BB' del circuito *a*) quando il condensatore è staccato ed ha, perciò, la espressione (8):

$$(1) \qquad e_i' = e_i \frac{R_u}{R+R_u} = k\, e_i \qquad \left(k = \frac{R_u}{R+R_u}\right),$$

mentre la resistenza equivalente ha il valore:

$$(2) \qquad R_p = \frac{1}{\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{R_u}} = \frac{R\,R_u}{R+R_u}.$$

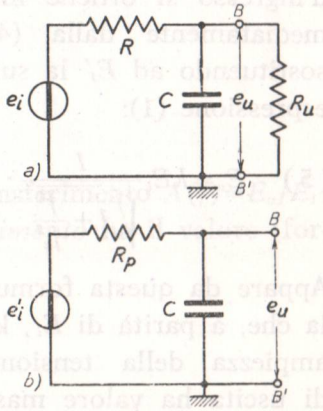


Fig. 24 — Partitore RC connesso ad una resistenza di utilizzazione e suo schema equivalente.

(8) - La corrente nel circuito *a*), in assenza di *C*, è manifestamente $i = e_i/(R+R_u)$ e la tensione ai capi di R_u risulta $e_u = iR_u$.

Dallo schema *b*) della figura 24 appare chiaramente che il circuito considerato equivale ad un partitore *passa-basso*, di resistenza R_p e capacità C, connesso ad un generatore di tensione ideale e coi morsetti d'uscita aperti: la sua pulsazione caratteristica e la sua costante di tempo hanno i valori:

$$(3) \qquad \omega_c = 2\pi f_c = \frac{1}{CR_p} \quad , \qquad T = CR_p \ .$$

Il comportamento della tensione d'uscita, nei riguardi della tensione equivalente e_i' è quello medesimo che abbiamo già studiato per il caso ideale. In particolare, per segnali sinusoidali, indicando con E_i', E_u le ampiezze di e_i' ed e_u e con Θ lo sfasamento fra i due segnali, si ha (n. 3, 4):

$$(4) \qquad E_u = E_i' \frac{1}{\sqrt{1+\frac{f^2}{f_c^2}}} \quad . \qquad tang\,\Theta = -\frac{f}{f_c} ,$$

Siccome e_i' è in fase con e_i, l'angolo Θ indica anche lo sfasamento fra il segnale d'uscita e l'effettivo segnale d'entrata; la relazione fra l'ampiezza del segnale d'uscita e la ampiezza E_i del segnale d'ingresso si ottiene immediatamente dalla (4) sostituendo ad E_i' la sua espressione (1):

$$(5) \qquad E_u = kE_i \frac{1}{\sqrt{1+\frac{f^2}{f_c^2}}} \ .$$

Appare da questa formula che, a parità di E_i, la ampiezza della tensione di uscita ha valore massimo per $f=0$:

$$(6) \qquad E_{uM} = kE_i = \frac{R_u}{R+R_u} E_i ,$$

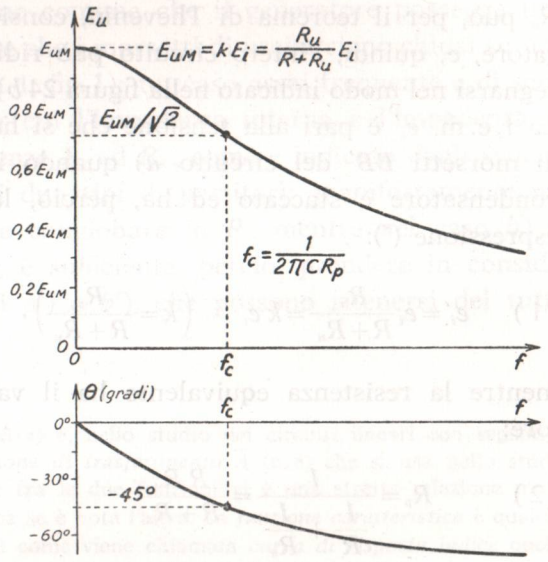


Fig. 25 — Andamento di E_u e di Θ in funzione di f.

e tende a zero al crescere indefinito di f; dall'espressione (4) di $tang\,\Theta$ appare poi che lo sfasamento fra la tensione di uscita e quella d'ingresso

è nullo per $f=0$ e tende a $-90°$ al crescere di f. L'andamento di E_u e di Θ in funzione di f è quello indicato nella figura 25 ed indica chiaramente che il circuito è un *filtro passa-basso*; mentre, però, in assenza di R_u (n. 3, 4), il filtro per $f=0$ trasferiva il segnale d'ingresso all'uscita senza alcuna attenuazione ($E_{uM}=E_i$), nel caso attuale il segnale è ridotto nel rapporto k ($E_u=k\,E_i$). La cosa acquista una particolare evidenza se si pensa che per $f=0$ il condensatore si comporta come un circuito aperto e perciò, in assenza di R_u (fig. 26 *a*), la tensione d'uscita è uguale a quella d'ingresso, mentre in presenza di R_u (fig. 26 *b*) la tensione è ridotta, dall'effetto di partizione delle due resistenze R ed R_u, al valore kE_i.

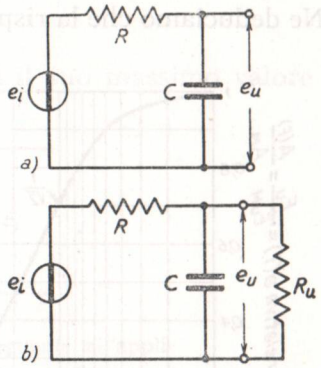


Fig. 26 — Il complesso di R ed R_u costituisce un partitore che riduce la tensione nel rapporto k rispetto al caso ideale.

Mentre il valore di E_{uM} ha valore diverso in presenza ($E_{uM}=kE_i$) ed in assenza di R_u ($E_{uM}=E_i$), il modo di variare di E_u dal suo valore massimo al variare della frequenza è identico nei due casi: esso è espresso dal rapporto E_u/E_{uM} che si dice *risposta relativa* e si indica con $a(f)$. Dalle formule (5) e (6) appare che la risposta relativa ha il valore:

$$(7)\qquad a(f)=\frac{E_u}{E_{uM}}=\frac{1}{\sqrt{1+\frac{f^2}{f_c^2}}},$$

e coincide, in assenza di R_u, col rapporto di trasferimento $A(f)=E_u/E_i$. Nel caso attuale, invece, il *rapporto di trasferimento* ha il valore (formula 5):

$$(8)\qquad A(f)=\frac{E_u}{E_i}=\frac{k}{\sqrt{1+\frac{f^2}{f_c^2}}},$$

il cui valore massimo, $A_M=E_{uM}/E_i$, non è 1, come in assenza di R_u, ma ha il valore k, che è tanto minore di 1 quanto più piccolo è R_u (9).

---

(9) - Ciò appare dalla formula (1), che si può scrivere:

$$k=\frac{R_u}{R+R_u}=\frac{1}{1+R/R_u}.$$

È interessante osservare che il rapporto $A(f)/A_M$ coincide con la *risposta relativa* dianzi introdotta; si ha infatti:

$$(9) \qquad \frac{A(f)}{A_M} = \frac{E_u/E_i}{E_{uM}/E_i} = \frac{E_u}{E_{uM}} = a(f) \ .$$

Ne deduciamo che la risposta relativa $a(f)$, oltre che esprimere l'ampiezza della tensione d'uscita rapportata al suo valore massimo, indica anche il modo di variare del *rapporto di trasferimento* $A(f)$ in relazione al suo massimo valore A_M. Nella figura 27 è riportato il diagramma (*curva di risposta relativa*) che fornisce l'andamento della risposta relativa in funzione di f, espressa come multiplo di f_c; essa coincide con la curva di risposta del filtro in condizioni ideali (n. 4, fig. 7). Nella medesima figura 27 è indicato l'andamento, in funzione di f, dello sfasamento Θ, identico a quello che si ha nel filtro RC in assenza della resistenza R_u.

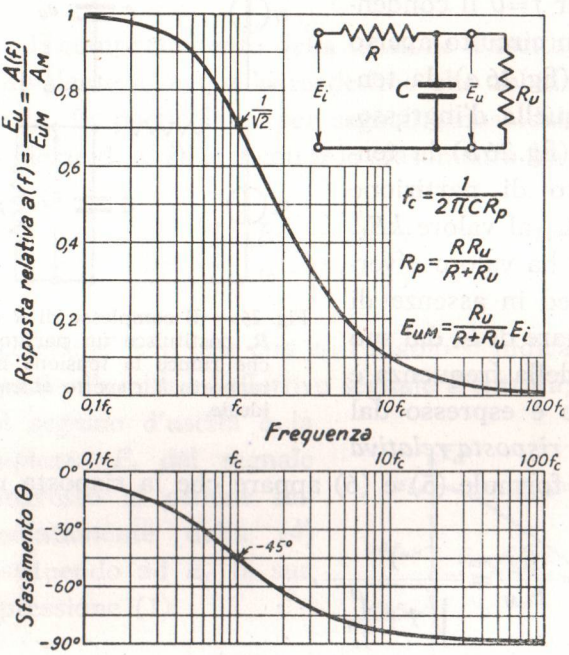


Fig. 27 — *Curva di risposta relativa* e andamento dello sfasamento Θ del partitore a resistenza e capacità alimentato da segnale sinusoidale e collegato ad una resistenza di utilizzazione.

Consideriamo ora il comportamento del circuito di fronte ad un segnale d'ingresso a gradino $e_i = E_i\, u(t - t_o)$; anche e_i' (fig. 24 *b*) è un segnale a gradino la cui ampiezza ha il valore:

$$(10) \qquad E_i = \frac{R_u}{R + R_u} E_i = kE_i \ ,$$

e perciò il segnale d'uscita del circuito equivalente *b*) della figura 24 è un *gradino a fronte esponenziale*, il cui andamento è indicato nella fi-

gura 28. Il segnale e_u è nullo fino all'istante t_o, poi sale con la legge:

$$(11) \qquad e_u(\tau) = E_i'(1 - e^{-\tau/T}) \qquad (T = CR_p) \ ,$$

(dove τ è il tempo contato a partire da t_o) tendendo al valore:

$$(12) \qquad E_{uM} = E_i' = kE_i \ .$$

Il rapporto fra la tensione d'uscita $e_u(\tau)$ ed il suo massimo valore

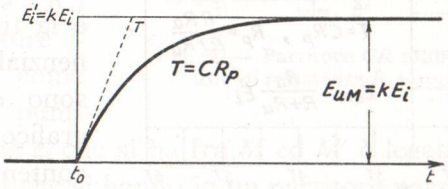


Fig. 28 — Andamento del segnale d'uscita conseguente all'applicazione di un segnale a gradino.

E_{uM} — che si chiama, anche in questo caso, *risposta relativa*, $\alpha(\tau) = e_u(\tau)/E_{uM}$ — ha l'espressione:

$$(13) \qquad \alpha(\tau) = 1 - e^{-\tau/T} \ ,$$

ed è la tipica *funzione esponenziale crescente* (Cap. I, n. 11) che, in assenza di R_u (n. 8), rappresenta la funzione caratteristica $\mathcal{A}(\tau)$ del partitore. Nel caso attuale la funzione caratteristica ha l'espressione:

$$(14) \qquad \mathcal{A}(\tau) = \frac{e_u(\tau)}{E_i} = k(1 - e^{-\tau/T}) \ ,$$

che si ricava agevolmente dalle formule 11 e 10 ed ha come valore massimo:

$$(15) \qquad \mathcal{A}_M = \frac{E_{uM}}{E_i} = k = \frac{R_u}{R + R_u} \ .$$

Si osservi che — in analogia con quanto abbiamo notato poc'anzi per i segnali sinusoidali — il rapporto fra la funzione caratteristica $\mathcal{A}(\tau)$ ed il suo valore massimo $\mathcal{A}_M$ coincide con la risposta relativa $\alpha(\tau)$: si ha infatti:

$$(16) \qquad \frac{\mathcal{A}(\tau)}{\mathcal{A}_M} = \frac{e_u(\tau)/E_i}{e_{uM}/E_i} = \frac{e_u(\tau)}{E_{uM}} = \alpha(\tau) \ .$$

La risposta relativa, dunque, oltre che esprimere il valore della tensione d'uscita rapportato al suo valore massimo, indica anche il modo di variare della *funzione caratteristica* $\mathcal{A}(\tau)$ in relazione al suo massimo valore $\mathcal{A}_M$. L'andamento ed i valori di $\alpha(\tau)$ — che è la tipica funzione esponenziale crescente — possono essere desunti dal grafico e dalla tabella contenuti nel n. 11 del Cap. I; comunque, il suo andamento è riportato nella figura 29 insieme con gli elementi utili per passare dai valori di $\alpha(\tau)$ egli effettivi valori di $e_u(\tau)$ o di $\mathcal{A}(\tau)$.

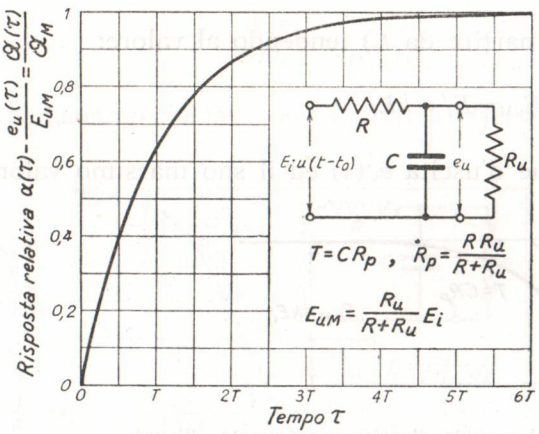


Fig. 29 — Risposta relativa, per segnali a gradino, del partitore *RC* collegato ad una resistenza di utilizzazione.

A scopo illustrativo, consideriamo il caso in cui, nel circuito della fig. 24 *a*), è $R=R_u=100$ kΩ, $C=100$ pF. In tali condizioni è $R_p=50$ kΩ, per cui risulta $T=CR_p=5\cdot10^4\cdot10^{-10}=5\cdot10^{-6}$ sec, $f_c=1/(2\pi T)=32\cdot10^3$ Hz; si ha inoltre $k=0{,}5$ per cui è $E_{uM}=0{,}5\,E_i$. Con tali elementi i grafici delle figure 27 e 29 consentono di determinare, con segnali d'entrata sinusoidali, l'ampiezza e lo sfasamento dei segnali d'uscita per ogni frequenza e, con segnali a gradino, l'andamento dei segnali d'uscita.

10. — Partitore CR alimentato da un generatore con resistenza interna non nulla.

Dopo aver considerato nel paragrafo precedente il partitore *RC* connesso ad una resistenza di utilizzazione, prenderemo ora in esame il partitore *CR* alimentato da un generatore che possegga una resistenza R_i (fig. 23 *b'*): vedremo che esso è un *filtro passa-alto* ma il suo comportamento differisce da quello ideale ($R_i=0$) sia per i valori della frequenza caratteristica e della costante di tempo, sia perchè la sua tensione d'uscita risulta ridotta nel rapporto $k=R/(R_i+R)$.

Il circuito in esame (fig. 30 *a*), nella sua semplicità, può essere ulteriormente trasformato, come è indicato nella figura 30 *b*), senza modificarne

con ciò le proprietà; se si considera la serie delle due resistenze R_i ed R come un'unica resistenza:

$$(1) \qquad R_s = R_i + R \ ,$$

disposta fra i morsetti MM', il circuito della figura 30 *b*) può pensarsi come un partitore a capacità (C) e resistenza (R_s) collegato al generatore ideale e_i ed avente come morsetti d'uscita i punti M ed M'. La tensione e_2 che si ha fra M ed M' è legata ad e_i esattamente dalle stesse relazioni che si hanno in un partitore passa-alto di capacità C e resistenza R_s, connesso ad un generatore ideale. In particolare, quindi:

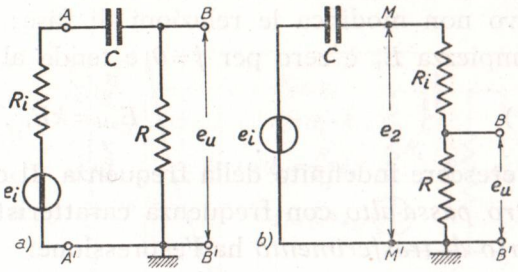


Fig. 30 — Partitore CR alimentato da un generatore di resistenza R_i e suo circuito equivalente.

per un segnale d'ingresso sinusoidale di ampiezza E_i, l'ampiezza della tensione e_2 e lo sfasamento fra e_i ed e_i risultano:

$$(2) \qquad \begin{cases} E_2 = E_i \dfrac{1}{\sqrt{1+\dfrac{f_c^2}{f^2}}} \ , \\ tang\,\Theta = \dfrac{f_c}{f} \ . \end{cases}$$

dove è:

$$(3) \qquad f_c = \frac{1}{2\pi CR_s} \ .$$

per un segnale d'ingresso a gradino di ampiezza E_i, e_2 è un *impulso esponenziale* (n. 7) che ha l'espressione seguente:

$$(2') \qquad e_2(\tau) = E_i\, e^{-\tau/T} \ ,$$

dove τ è il tempo contato a partire da t_o e la costante di tempo T ha il valore:

$$(3') \qquad T = CR_s \ ,$$

Osserviamo, però, che l'effettivo segnale d'uscita del circuito non è e_i ma la tensione e_u che si ha ai morsetti BB'; d'altra parte è ben chiaro dalla figura 30 *b*) che fra i morsetti MM' ed i morsetti BB' è interposto il partitore resistivo formato da R_i ed R, per cui la tensione d'uscita risulta:

$$(4) \qquad e_u = \frac{R}{R_i+R}\, e_2 = k e_2 \ .$$

Nel caso di segnali sinusoidali l'ampiezza di $e_u = k e_2$ risulta pertanto:

$$(5) \qquad E_u = kE_2 = E_i \frac{k}{\sqrt{1+\dfrac{f_c^2}{f^2}}} \ ,$$

mentre lo sfasamento fra l'effettivo segnale d'uscita e quello d'entrata rimane espresso dalla formula (2) perchè la presenza del partitore resistivo non modifica le relazioni di fase; dalla formula (5) appare che l'ampiezza E_u è zero per $f=0$ e tende al valore massimo:

$$(6) \qquad E_{uM}=kE_i \ ,$$

al crescere indefinito della frequenza. Il circuito è quindi veramente un *filtro passa-alto* con frequenza caratteristica $f_c=1/(2\pi CR_s)$: il suo *rapporto di trasferimento* ha l'espressione:

$$(7) \qquad A(f)=\frac{E_u}{E_i}=\frac{k}{\sqrt{1+\frac{f_c^2}{f^2}}},$$

che ha come massimo valore:

$$(8) \qquad A_M=\frac{E_{uM}}{E_i}=k=\frac{R}{R_i+R}.$$

La *risposta relativa*, che esprime il modo di variare di $A(f)$ o di E_u rapportati al valore massimo rispettivo A_M od E_{uM}, risulta:

$$(9) \quad a(f)=\frac{A(f)}{A_M}=\frac{E_u}{E_{uM}}=\frac{1}{\sqrt{1+\frac{f_c^2}{f^2}}},$$

e coincide col rapporto di trasferimento del partitore in condizioni ideali ($R_i=0$), a parte naturalmente il valore di f_c che è espresso dalla formula (3). L'andamento della risposta relativa $a(f)$ (*curva di risposta relativa*) e dello sfasamento Θ in funzione della frequenza è indicato nella figura 31 insieme con le formule utili per passare

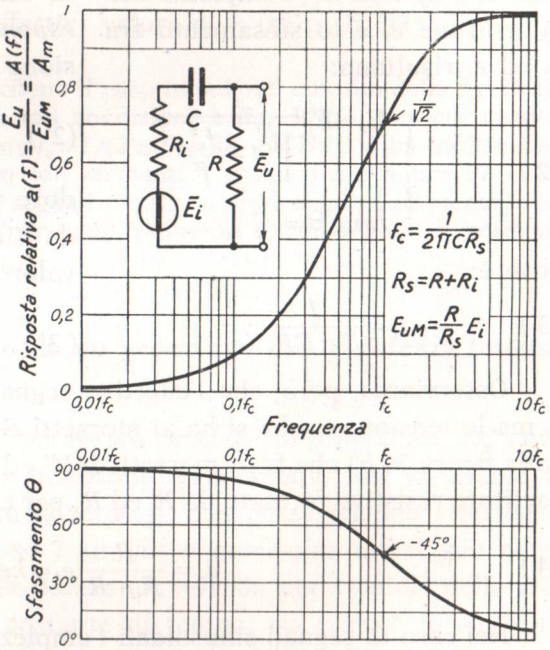


Fig. 31 — *Curva di risposta relativa* e andamento dello sfasamento Θ del partitore a capacità e resistenza alimentato da un generatore di segnali sinusoidali con resistenza non nulla.

dai valori di $a(f)$ agli effettivi valori di E_u o di $A(f)$.

Nel caso di segnale d'ingresso a gradino, il segnale d'uscita $e_u = ke_i$ è un impulso esponenziale, ma la sua ampiezza è ridotta nel rapporto k rispetto ad e_i. Il segnale di uscita e_u (fig. 32) è nullo fino all'istante t_0; scatta in tale istante al valore $E_{uM} = kE_i$ e poi scende a zero con la solita legge esponenziale:

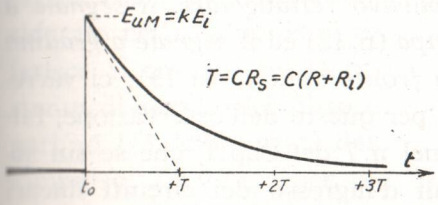


Fig. 32 — Andamento del segnale d'uscita conseguente all'applicazione di un segnale a gradino.

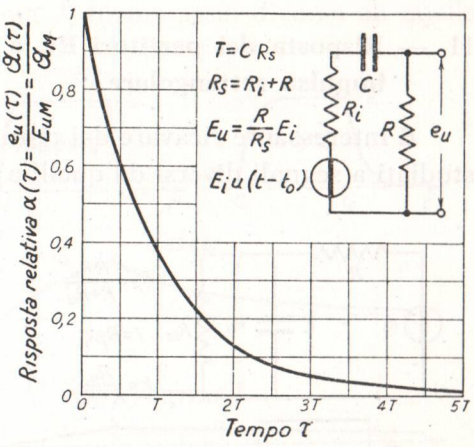


Fig. 33 — Risposta relativa, per segnali a gradino, del partitore CR alimentato da un generatore di resistenza non nulla.

$$e_u(\tau) = E_{uM}\, e^{-\tau/T} = kE_i\, e^{-\tau/T} \quad , \tag{10}$$

con la costante di tempo espressa dalla formula (3'), $T = CR_s = C(R_i + R)$.

La *funzione caratteristica* del circuito e la *risposta relativa* possono agevolmente desumersi dalla formula (10) e risultano:

$$\mathcal{A}(\tau) = \frac{e_u(\tau)}{E_i} = k\, e^{-\tau/T} \, , \tag{11}$$

$$\alpha(\tau) = \frac{e_u(\tau)}{E_{uM}} = e^{-\tau/T} \, . \tag{12}$$

La risposta relativa del circuito è la tipica *funzione esponenziale decrescente*, il cui andamento ed i cui valori possono essere desunti dal grafico e dalla tabella contenuti nel n. 11 del Cap. I; comunque, il suo andamento è riportato nella figura 33 insieme con gli elementi utili per passare dai valori di $\alpha(\tau)$ agli effettivi valori del segnale d'uscita $e_u(\tau)$ o della funzione caratteristica $\mathcal{A}(\tau)$.

A scopo illustrativo, consideriamo il caso in cui, nel circuito della fig. 30, è $C = 0{,}01$ μF, $R_i = 0{,}1$ MΩ, $R = 0{,}4$ MΩ. In tali condizioni è $R_s = 0{,}5$ MΩ, per cui risulta $T = 10^{-8} \cdot 5 \cdot 10^5 = 5 \cdot 10^{-3}$ sec, $f_c = 1/(2\pi T) = 32$ Hz; si ha inoltre $k =$

$= R/(R_i + R) = 4/5 = 0{,}8$ per cui è $E_{uM} = 0{,}8\, E_i$. Con tali elementi le curve delle figure 31 e 33 consentono di determinare in ogni caso l'andamento dei segnali d'uscita.

11. — Risposta dei partitori RC e CR a vari tipi di segnali a scatto: impulso rettangolare.

È interessante ricavare dai risultati raggiunti la risposta dei partitori studiati a segnali diversi da quelli a gradino, ma *da questi deducibili con operazioni lineari*, come il *segnale impulsivo rettangolare*, il *segnale a rampa* (n. 12) ed il *segnale a gradino con fronte obliquo* (n. 13); ci varremo per questo dell'osservazione, fatta nel n. 7 del Cap. I, che se sui segnali d'ingresso dei circuiti lineari viene compiuta una qualsiasi operazione lineare, i corrispondenti segnali d'uscita subiscono la medesima operazione.

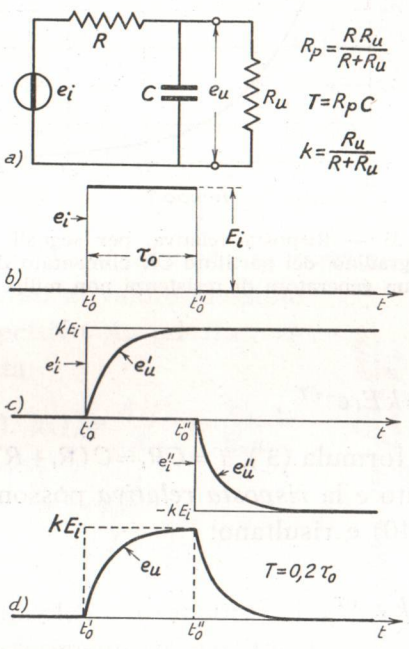


Fig. 34 — Applicazione di un impulso rettangolare ad un partitore passa-basso con costante di tempo pari ad 1/5 della durata dell'impulso.

Filtro RC passa-basso - Al filtro passa-basso della figura 34 *a*) — caratterizzato dalla costante di tempo $T = R_p C$ e dal coefficiente di attenuazione $k = R_u/(R + R_u)$ — sia applicato l'*impulso rettangolare* e_i di ampiezza E_i e durata τ_o, indicato nella figura 34 *b*): si vuole determinare il corrispondente segnale d'uscita e_u. L'impulso può scomporsi in due segnali a gradino aventi uguale ampiezza E_i, segno opposto ed istanti di scatto t_o', t_o'' scartati fra loro del tempo τ_o. Ai due gradini corrisponderanno in uscita (n. 9, fig. 28) i due *gradini con fronte esponenziale* e_u', e_u'' di ampiezza kE_i e costante di tempo $T = R_p C$ ([10]) indicati nella figura 34 *c*).

In definitiva il segnale d'uscita e_u, corrispondente all'impulso ret-

([10]) - Essi sono ottenibili dalla curva di risposta relativa della fig. 29 (n. 9).

tangolare d'entrata, sarà la somma di e_u' ed e_u'' ([11]): il suo andamento — ottenuto sommando algebricamente, ascissa per ascissa, le ordinate dei due segnali 34 *c*) — risulta quello indicato nella figura 34 *d*). Il segnale d'uscita è ancora un impulso, ma di forma assai diversa da quella del segnale d'ingresso; la modificazione riguarda i fronti, anteriore e posteriore, del segnale che, invece di essere verticali, hanno andamento esponenziale. L'esempio considerato nella figura 34 si riferisce al caso in cui la costante di tempo del filtro è pari ad *1/5* della durata dell'impulso, $T=0{,}2\,\tau_o$; per altri valori di T riferiti a τ_o ($T=0{,}05\,\tau_o$, $T=0{,}1\,\tau_o$, $T=\tau_o$, $T=5\,\tau_o$) l'andamento del segnale di uscita — ottenuto in maniera identica — risulta quello indicato nella figura 35. Si noti come piccoli valori di T in confronto a τ_o producano modeste modificazioni del segnale e come invece le modificazioni risultino via via più imponenti al crescere di T rapportato a τ_o: tali modificazioni (come vedremo nel Cap. VIII) vengono, a volte, provocate ad arte per ottenere particolari effetti sui segnali.

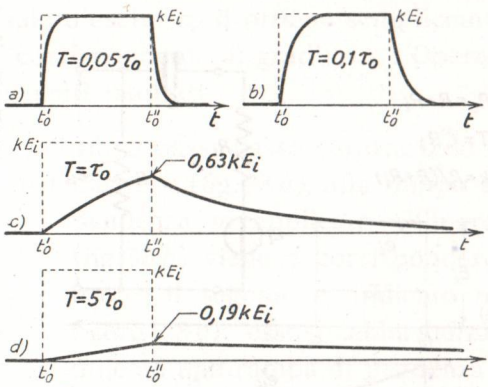


Fig. 35 — Andamento del segnale d'uscita corrispondente a vari valori di T/τ_o.

Filtro CR passa-alto - Operando in maniera identica per il filtro passa-alto della figura 36, caratterizzato dalla costante di tempo $T=CR_s$ e dal coefficiente $k=R/(R+R_i)$, può ricavarsi la risposta al segnale impulsivo rettangolare *a*) della medesima figura. L'impulso si può scomporre in due segnali a gradino di ampiezza E_i, segno opposto ed istanti di scatto t_o', t_o''; a questi gradini corrisponderanno in uscita (n. 9, fig. 32) i due impulsi esponenziali e_u' ed e_u'' indicati nella figura 36 *b*), aventi ampiezza $k\,E_i$ e costante di tempo $T=CR_s=C\,(R_i+R)$. Il segnale d'uscita sarà la somma algebrica dei due impulsi e_u' ed e_u'' ed il suo andamento

([11]) - Siccome il segnale d'ingresso è la somma di due segnali a gradino e la somma è un'operazione lineare, anche il segnale d'uscita sarà la somma dei due segnali d'uscita corrispondenti.

risulterà quello indicato nella figura 36 *c*). Esso si riferisce al caso in cui la costante di tempo del circuito è doppia della durata dell'impulso ($T=2\tau_o$) e mostra una rilevante modificazione del segnale nel suo tratto superiore e nella linea di base successivamente all'istante t_o'' ; per contro la ripidità dei fronti rimane inalterata. Per altri valori di T riferiti a τ_o ($T=10\,\tau_o$, $T=\tau_o$, $T=0{,}1\,\tau_o$) l'andamento del segnale d'uscita, ottenuto in maniera identica, è quello riportato nella figura 37; quando T è molto

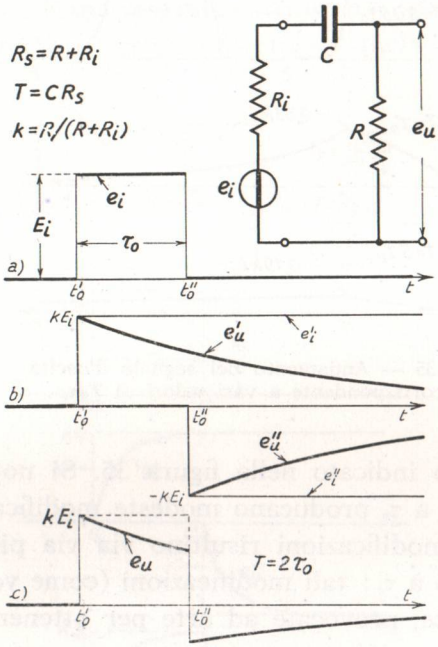


Fig. 36 — Impulso rettangolare applicato ad un partitore passa-alto ($T=2\,\tau_o$).

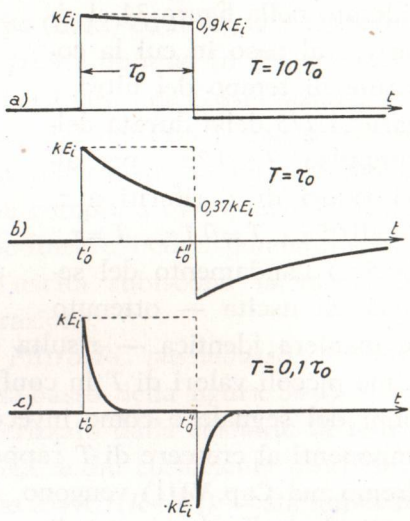


Fig. 37 — Andamento del segnale di uscita per vari valori di T/τ_o.

grande di fronte a τ_o la forma del segnale d'uscita differisce da quella del segnale d'ingresso per una piccola inclinazione verso il basso del tratto superiore e per una modesta depressione della linea di base dopo l'impulso. La modificazione diviene via via più vistosa di mano in mano che T diviene più piccola di fronte a τ_o ; il segnale d'uscita finisce per ridursi a due *impulsi esponenziali* di segno opposto, aventi i fronti in coincidenza ai lati verticali dell'impulso rettangolare primitivo e sempre più *stretti* quanto più piccola è T. Vedremo nel Cap. VIII come questa tipica deformazione venga, in alcuni casi, provocata appositamente per ottenere effetti particolari sui segnali.

12. — Applicazione di segnali a rampa ai partitori filtranti passa-basso e passa-alto.

Dalla risposta ai segnali a gradino è facile dedurre la risposta dei partitori passa-basso e passa-alto ai *segnali a rampa*; siccome, infatti, un segnale a rampa e_i può considerarsi come l'integrale di un segnale a gradino e_i' (Cap. I, n. 5), il segnale d'uscita e_u si ottiene semplicemente integrando il segnale d'uscita e_u' corrispondente al gradino e_i'. Operando in tal modo ([12]) si ottengono i seguenti risultati.

Filtro passa-basso - Nel caso del filtro passa-basso caratterizzato da una costante di tempo T ed un coefficiente k (fig. 38 *a*), alla *rampa* e_i di pendenza m applicata all'ingresso (fig. 38 *b*) viene a corrispondere in uscita il segnale e_u indicato nella figura 38 *c*): esso è abbastanza simile ad una rampa di pendenza km la quale parta T secondi dopo la

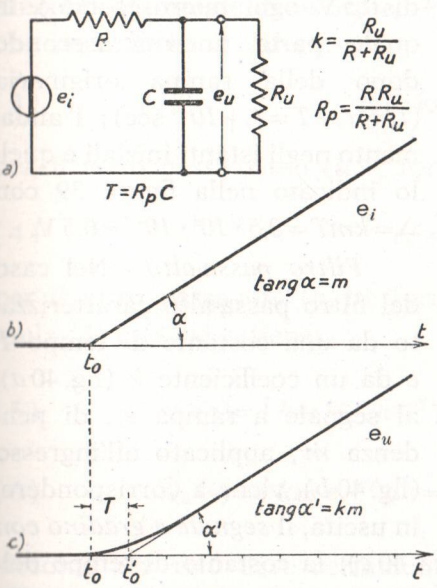


Fig. 38 — Applicazione di un segnale a rampa, di pendenza m, ad un filtro passa-basso.

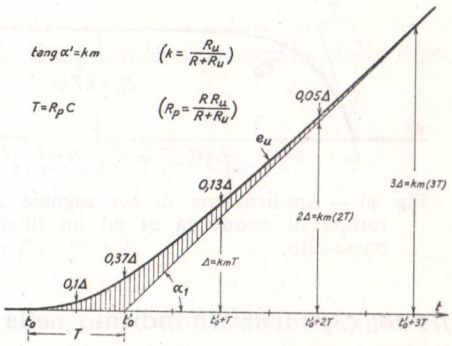


Fig. 39 — Andamento di e_u nell'intorno di $t_o'=t_o+T$: sono indicati gli scostamenti dall'andamento a rampa.

rampa originaria, cioè all'istante $t_o'=t_o+T$. Veramente il segnale d'uscita e_u, nel tempo immediatamente precedente e seguente l'istante t_o', si discosta dalla rampa ed il suo andamento reale nell'intorno di t_o' è quello indicato nella figura 39; nella figura sono indicati gli scostamenti dall'an-

([12]) - Il calcolo è eseguito dopo la trattazione del filtro passa-alto.

damento ideale, il che permette di ricavare agevolmente l'andamento effettivo nei casi pratici.

Ad esempio, consideriamo un segnale a rampa in cui la tensione salga in ragione di *1* volt ogni microsecondo (pendenza $m=1/10^{-6}=10^{6}$ V/sec) esso sia applicato al circuito della figura 38 *a*) attuato coi seguenti elementi $R=R_u=2\cdot 10^{5}\,\Omega$, $C=10^{-11}$ F, a cui corrisponde $k=0{,}5$, $R_p=10^{5}\,\Omega$, $T=R_pC=10^{-6}$ sec. Il segnale di uscita, del tipo di figura 38 *c*), approssima una rampa di pendenza $km=0{,}5\cdot 10^{6}$ V/sec (cioè una tensione che sale in ragione di *0,5* V ogni microsecondo), la quale parte un microsecondo dopo della rampa originaria ($t_o'=t_o+T=t_o+10^{-6}$ sec); l'andamento negli istanti iniziali è quello indicato nella figura 39 con $\Delta=kmT=0{,}5\cdot 10^{6}\cdot 10^{-6}=0{,}5$ V.

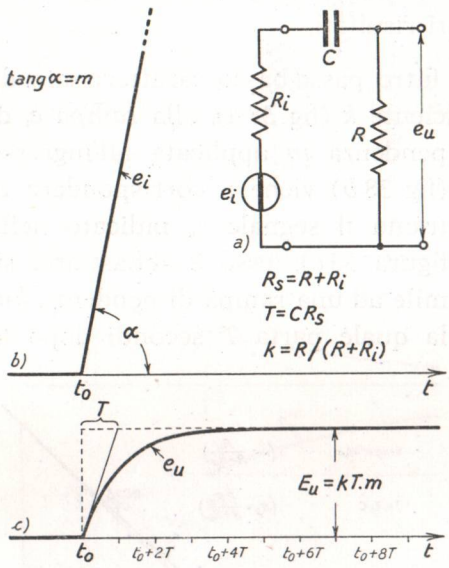


Fig. 40 — Applicazione di un segnale a rampa di pendenza m ad un filtro passa-alto.

Filtro passa-alto - Nel caso del filtro passa-alto caratterizzato da una costante di tempo T e da un coefficiente k (fig. 40 *a*), al segnale a rampa e_i, di pendenza m, applicato all'ingresso (fig. 40 *b*), viene a corrispondere, in uscita, il *segnale a gradino con fronte esponenziale* indicato nella figura 40 *c*); la costante di tempo dell'esponenziale è T, mentre l'ampiezza del segnale è proporzionale alla pendenza m della rampa, $E_u=kT\cdot m$. Ad esempio, consideriamo un segnale a rampa in cui la tensione salga di *2* V ogni μsec ($m=2\cdot 10^{6}$ V/sec) applicato al circuito della figura 40 *a*), attuato coi seguenti elementi: $R_i=R=5\cdot 10^{5}\,\Omega$, $C=10^{-10}$ F, a cui corrisponde $k=0{,}5$, $R_s=10^{6}\,\Omega$, $T=CR_s=10^{-6}$ sec. Il segnale d'uscita ha allora l'andamento indicato nella figura 40 *c*) con $T=1$ μsec ed $E_u=kTm=0{,}5\cdot 10^{-6}\cdot 2\cdot 10^{6}=1$ V; praticamente il segnale a gradino esponenziale d'uscita raggiunge *1* V dopo $4\div 5\,T=4\div 5$ μsec.

Ci varremo di queste considerazioni nello studio dei *circuiti derivatori* (Cap. VIII).

APPENDICE: CALCOLO DEI SEGNALI D'USCITA - Una rampa di pendenza m, che abbia inizio in $t=t_o$, ha l'espressione:

$$(1) \qquad e_i = m(t-t_o)\cdot u(t-t_o) = m\tau \cdot u(\tau);$$

essa può considerarsi l'integrale del segnale a gradino:

$$(2) \qquad e_i' = m\cdot u(t-t_o) = m\cdot u(\tau)\ ,$$

che ha ampiezza m ed istante di scatto t_o. Pertanto il segnale d'uscita dei filtri che ci interessano, a cui sia applicata la rampa (1), è l'integrale del segnale e_u' che si ha all'uscita quando ai filtri sia applicato il gradino (2). Il segnale di uscita e_u' è zero prima di t_o, mentre nel tempo τ che segue t_o ha il valore:

$$(3) \qquad e_u' = km(1-e^{-\tau/T}) \qquad (T=R_pC)\ ,$$

per il filtro passa-basso (n. 9, form. 10-11) ed il valore:

$$(4) \qquad e_u' = km\, e^{-\tau/T} \qquad (T=CR_s)\ ,$$

per il filtro passa-alto (n. 10, form. 10). Eseguendo l'integrale delle formule (3) e (4) si ottiene:

$$(5) \qquad e_u(\tau) = \int km(1-e^{-\tau/T})\, d\tau = km\tau + kmT\, e^{-\tau/T} + c_1\ ,$$

$$(6) \qquad e_u(\tau) = \int km\, e^{-\tau/T}\, d\tau = -kmT\, e^{-\tau/T} + c_2\ ;$$

siccome per $\tau=0$ deve certamente essere $e_u=0$, nelle due formule risulta rispettivamente $c_1=-kmT$, $c_2=kmT$, per cui la (5) e la (6) divengono:

$$(7) \quad \text{passa-basso} \qquad e_u(\tau) = km[\tau - T(1-e^{-\tau/T})]\ ,$$

$$(8) \quad \text{passa-alto} \qquad e_u(\tau) = kmT(1-e^{-\tau/T})\ .$$

Queste formule forniscono le espressioni dei segnali d'uscita nel tempo successivo a t_o; l'andamento dei segnali, da esse dedotto, è quello indicato nelle figure 38, 39 e 40.

13. — Applicazione di segnali a gradino con fronte obliquo ai partitori filtranti.

Un segnale a gradino a fronte obliquo e_i (fig. 41) può scomporsi nelle due rampe e_i', e_i'', indicate nella figura 41, aventi pendenza m uguale a quella del fronte del gradino, segno opposto ed istanti di partenza t_o', t_o'' scartati fra loro del tempo τ_o, pari alla durata del fronte stesso. Cono-

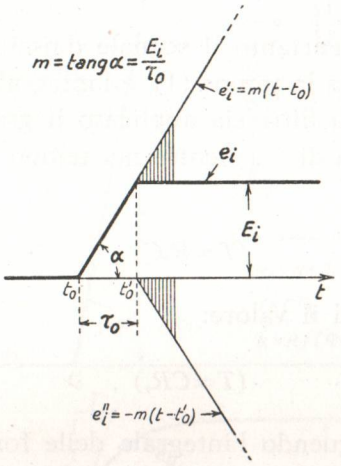


Fig. 41 — Un segnale a gradino con fronte obliquo può scomporsi in due segnali a rampa.

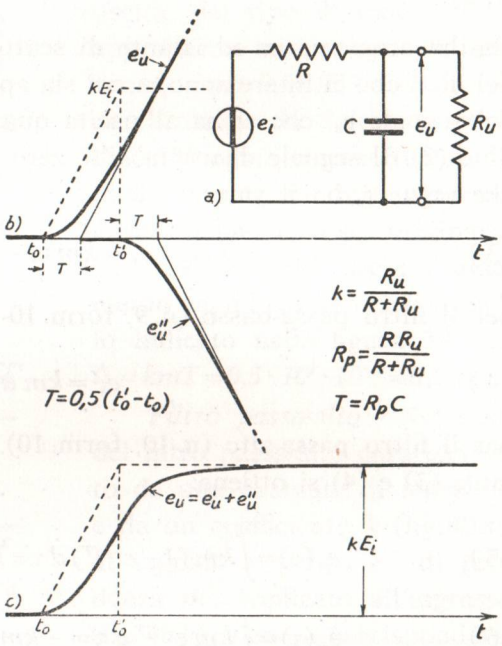


Fig. 42 — Applicazione di un segnale a gradino con fronte obliquo ad un filtro passa-basso.

scendo, pertanto, la risposta di un determinato circuito ai segnali a rampa, è possibile ottenere il segnale d'uscita corrispondente al segnale d'ingresso a gradino con fronte obliquo e_i semplicemente sommando i segnali d'uscita corrispondenti alle due rampe componenti. Operando in tal modo sui filtri passa-basso e passa-alto a resistenza e capacità si ottengono i risultati seguenti.

Filtro passa-basso - Il segnale a gradino con fronte obliquo della figura 41 sia applicato al filtro passa-basso della figura 42 *a*). I segnali d'uscita e_u', e_u'' corrispondenti alle due rampe in cui il segnale d'ingresso può essere scomposto risultano (n. 12, figg. 41, 42) quelli indicati nella fig. 42 *b*): sommando algebricamente, istante per istante, i due segnali si ottiene il segnale rappresentato nella figura 42 *c*), che è l'effettivo segnale

d'uscita del circuito. Il segnale ottenuto è ancora, sostanzialmente, un gradino con fronte curvilineo, quale si incontra molto spesso nelle applicazioni pratiche. L'esempio considerato si riferisce al caso in cui la costante di tempo del filtro è pari alla metà della durata τ_o del fronte del gradino, $T=0{,}5\,\tau_o=0{,}5\,(t_o'-t_o'')$: per valori di T più piccoli di fronte a τ_o il segnale e_u d'uscita approssima (tanto meglio quanto minore è T/τ_o) un segnale a gradino di ampiezza kE_i, con fronte obliquo, ritardato rispetto al gradino originario di un tempo pari alla costante di tempo. Due esempi di tale comportamento sono riportati nella figura 43 che rappresenta i segnali d'uscita che si hanno nei casi in cui è $T=0{,}2\,\tau_o$ e $T=0{,}1\,\tau_o$. Quando T è molto piccolo di fronte a τ_o l'effetto del filtro passa-basso consiste praticamente solo in un lieve ritardo ed in un piccolo arrotondamento degli spigoli ([13]).

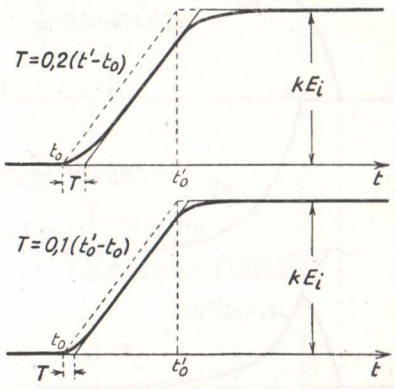


Fig. 43 — Andamento del segnale di uscita corrispondente a due diversi valori di T/τ_o.

Filtro passa-alto - Poichè le due rampe in cui può pensarsi scomposto il segnale a gradino con fronte obliquo (fig. 41) hanno pendenza $m=E_i/(t_o'-t_o)=E_i/\tau_o$, ad esse corrispondono all'uscita del filtro passa-alto (fig. 40) i due segnali a gradino con fronte esponenziale e_u', e_u'' indicati nella figura 44 *a*), aventi ampiezza $E_u=kmT=kE_iT/\tau_o$ e costante di tempo T; facendone la somma algebrica, ascissa per ascissa, si ottiene il segnale impulsivo rappresentato nella figura 44 *b*), che è l'effettivo segnale d'uscita del filtro passa-alto. L'esempio considerato in figura si riferisce al caso in cui la costante di tempo è uguale alla durata τ_o del fronte del gradino. Per valori di T assai più piccoli di τ_o il segnale di uscita diviene via via più piccolo e la sua forma tende ad approssimare quella di un segnale settangolare di durata τ_o ed ampiezza kE_iT/τ_o: due esempi di tale comportamento sono riportati nella figura 45, che rappresenta i segnali d'uscita che si hanno quando è $T=0{,}2\,\tau_o$ e $T=0{,}1\,\tau_o$.

Supponiamo che ad un filtro passa-alto avente $k=0{,}5$, $T=0{,}1\,\mu$sec

([13]) - Il filtro comporta poi sempre un'attenuazione se è $k<1$.

sia applicato un segnale a gradino di ampiezza $E_i = 100\,V$, avente fronte obliquo di durata $\tau_o = 1\,\mu$sec. Essendo, allora, $T = 0{,}1\,\tau_o$, l'andamento del

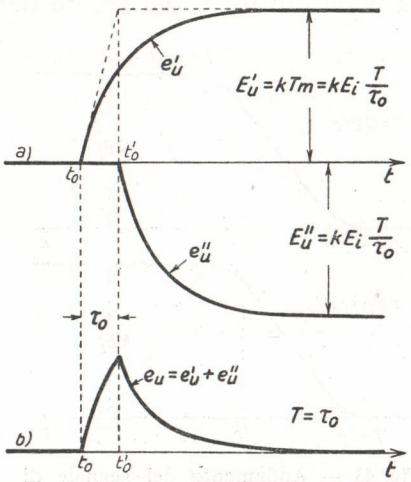


Fig. 44 — Determinazione del segnale di uscita corrispondente al gradino con fronte obliquo, partendo dai segnali d'uscita corrispondenti alle rampe componenti.

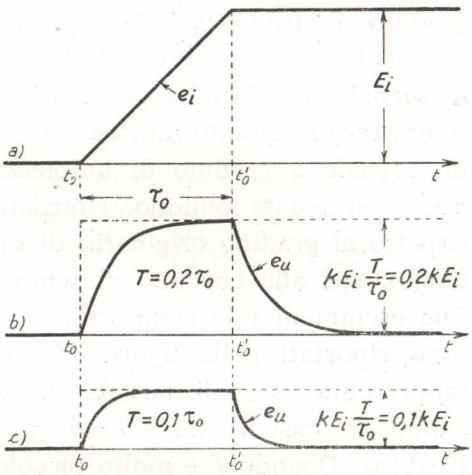


Fig. 45 — Per T assai minore di τ_o il segnale d'uscita tende ad approssimare un impulso rettangolare di durata τ_o ed ampiezza kE_iT/τ_o (la scala del segnale d'ingresso e_i è molto minore di quella dei segnali d'uscita).

segnale d'uscita risulta quello della figura 45; l'ampiezza dell'impulso pseudo-rettangolare risulta $kE_iT/\tau_o = 0{,}5 \cdot 100 \cdot 0{,}1 = 5$ V.

CAPITOLO III

CIRCUITI ELEMENTARI ATTIVI

AMPLIFICATORI A RESISTENZA CON UN SINGOLO TUBO O TRANSISTORE

1. — Circuiti elementari attivi.

Nella costituzione degli apparati elettronici — insieme ai circuiti elementari passivi, di cui si sono dati esempi nel capitolo precedente — sono presenti in gran numero e con funzioni ben definite vari *circuiti elementari attivi*: in essi sono impiegati tubi elettronici e transistori (ossia, come diremo spesso, *regolatori elettronici di corrente*), insieme con sorgenti di f.e.m. continua che forniscono loro la potenza di alimentazione.

I più semplici e più comuni circuiti attivi sono gli *amplificatori a resistenza*, di cui alcuni esempi sono già stati studiati nel Vol. I: ne faremo un esame metodico, prendendo in considerazione in questo capitolo i circuiti con un solo regolatore elettronico di corrente e nel successivo quelli con due o più.

Il più comune dei circuiti elementari attivi è la serie di un regolatore elettronico di corrente (tubo o transistore), di una o più f.e.m. continue (tensioni di alimentazione) e di una resistenza: dallo studio fattone nel Vol. I è ben noto il caso particolare indicato nella figura 1 [1].

---

[1] - Il circuito *a*) è di normale impiego, sia con triodi, sia con altri tubi. I circuiti *b*) e *c*) sono più spesso completati con l'aggiunta di una resistenza in serie all'emettitore, che provvede alla *stabilizzazione* del transistore (Vol. I, Cap. X, n. 14). Poichè questa modificazione del circuito verrà studiata nel n. 13, nelle considerazioni che ora faremo sui circcircuiti della figura 1 ci riferiremo prevalentemente al circuito a tubi.

In esso l'emettitore ha potenziale zero; il collettore ha un potenziale continuo (positivo nel tubo e nel transistore *n-p-n*, negativo nel transistore *p-n-p*) derivante dalla f.e.m. E_{ao} dell'alimentatore. All'elettrodo regolatore (griglia o base) viene imposto dall'esterno un potenziale variabile, che fa variare la corrente di collettore e con ciò provoca va-

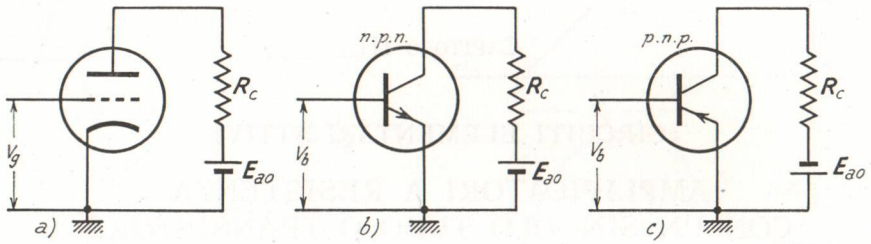


Fig. 1 — Serie di un regolatore elettronico di corrente, di una resistenza e di una f.e.m. continua.

riazioni del potenziale di collettore. Oltre alla disposizione circuitale precedente ne sono possibili altre composte dei medesimi elementi ma nelle quali la situazione dei potenziali dei vari elettrodi è diversa: le vedremo nel prossimo paragrafo. Qui, invece, esamineremo una modesta

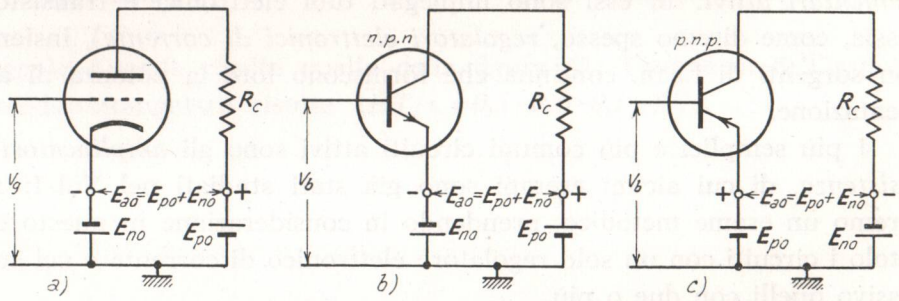


Fig. 2 — Variante rispetto ai circuiti della figura 1: l'emettitore ha un potenziale fisso diverso da zero.

variante dei circuiti della figura 1 che, senza modificarne il comportamento (familiare a chi abbia letto il Vol. I), ne aumenta le possibilità applicative: il suo esame ci permetterà di compiere alcune precisazioni sui potenziali degli elettrodi, che ci saranno utili in seguito. La variante è indicata nella figura 2 e consiste nell'assegnare all'emettitore un potenziale fisso diverso da zero: ad esempio, nel circuito a) della figura 2 al catodo è assegnato un potenziale fisso $-E_{no}$, mentre la placca con-

tinua ad essere collegata, attraverso alla resistenza R_c, ad una sorgente di f. e. m. continua positiva, E_{po}. La *tensione di alimentazione* del circuito è ora la somma delle f.e.m. continue E_{po} ed E_{no}, $E_{ao}=E_{po}+E_{no}$; se essa è uguale a quella che agisce nel circuito della figura 1 *a*), la situazione del circuito anodico nei due schemi è la medesima.

Occorre però osservare che nel circuito della figura 2 *a*), ridisegnato nella figura 3 *a*), la *differenza* di potenziale fra la griglia ed il catodo (che è l'effettiva tensione di comando del tubo, da cui dipende il valore della corrente anodica) non coincide col *potenziale* di griglia, come avveniva invece nel circuito della figura 1 *a*): pertanto, a parità

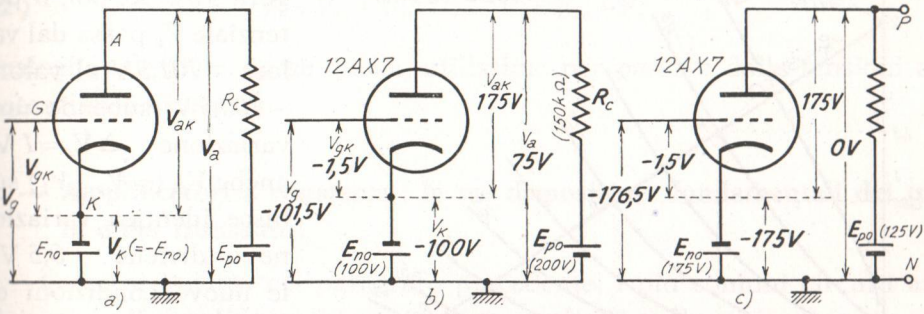


Fig. 3 — Potenziali e differenze di potenziale nel circuito della figura 2 *a*).

di potenziale V_g, l'azione di comando della griglia sulla corrente anodica è diversa nei due circuiti. Si può dedurre da ciò che nei circuiti della figura 2 occorre distinguere le *differenze di potenziale* fra gli elettrodi (da cui dipende la corrente di collettore) dai loro *potenziali.*

Nel circuito *a*) della figura 2 e nel corrispondente della figura 3, la differenza di potenziale fra placca e catodo, $V_{ak}=V_a-V_k$, è la *tensione anodica*; la differenza di potenziale fra griglia e catodo, $V_{gk}=V_g-V_k$, è la *tensione di griglia.* Da tali tensioni V_{ak}, V_{gk} — e non direttamente dai potenziali V_a, V_g, V_k — dipende la corrente anodica I_a; la relativa legge di dipendenza è rappresentata, come è noto, dalle famiglie di caratteristiche del tubo. Lo studio del circuito della figura 3 *a*) non differisce in nulla, pertanto, da quello del circuito originario della figura 1 *a*); come è noto (Vol. I, Cap. V, n. 5), esso si compie per via grafica tracciando sulle caratteristiche anodiche del tubo la *retta di carico* corrispondente alla resistenza R_c ed alla tensione di alimentazione, che ha il valore $E_{ao}=E_{po}+E_{no}$. Nella figura 4 ciò è fatto nell'ipotesi che il tubo sia un triodo *12AX7* e che sia $R_c=150\,\text{k}\Omega$, $E_{ao}=300\,\text{V}$.

Se la *tensione di griglia* è, ad esempio, $V_{gk} = -1{,}5$ V, il funzionamento del circuito è caratterizzato dal punto P_o, a cui corrisponde la corrente anodica $I_a = 0{,}85$ mA e la *tensione anodica* $V_{ak} = 175$ V. In tali condizioni i *potenziali* di placca e di griglia hanno i valori (fig. 30 *a*):

$$(1) \qquad V_g = V_{gk} + V_k \quad , \quad V_a = V_{ak} + V_k \; ;$$

se, ad esempio, è $E_{p_o} = 200$, $E_{no} = 100$ V, risulta $V_k = -E_{no} = -100$ V, $V_g = -101{,}5$ V, $V_a = 75$ V e la situazione dei potenziali e delle differenze di potenziale nel circuito è quella indicata nella figura 3 *b*). Se, poi, il potenziale V_g passa dal valore $-101{,}5$ V al valore $-100{,}5$ V, subendo una variazione $\Delta V_g = 1$ V, anche $V_{gk}\,(= V_g - V_k)$ subisce identica variazione e diviene $-0{,}5$ V; le nuove condizioni di funzionamento sono caratterizzate dal punto P_1 a cui corrisponde $V_{ak} = 107$ V e quindi $V_a = V_{ak} + V_k = 7$ V. In definitiva ad una variazione di *1* volt del potenziale di griglia ($\Delta V_g = +1$ V) corrisponde una variazione $\Delta V_a = -68$ V sia della tensione anodica sia del potenziale di placca.

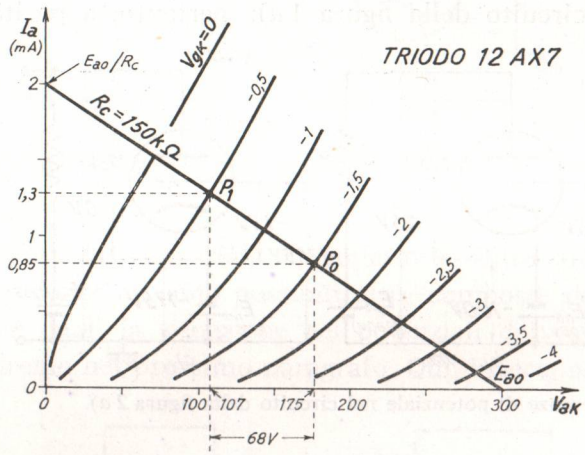


Fig. 4 — Costruzione della retta di carico (triodo *12AX7*, $R_c = 150$ kΩ, $E_{ao} = 300$ V).

Dall'esempio appare come lo studio del circuito considerato, in cui il catodo a potenziale fisso diverso da zero, non differisca in nulla da quello in cui il catodo è a potenziale nullo (fig. 1 *a*); le relazioni generali (1) consentono in ogni caso la facile determinazione delle tensioni V_{gk} e V_{ak} noti i potenziali V_k, V_g, V_a e viceversa. Il vantaggio che la variante introdotta offre è che — rimanendo inalterati i valori di V_{gk}, V_{ak}, E_{ao} — si può assegnare un potenziale arbitrario ad uno degli elettrodi, il che si rivela assai utile sopratutto in relazione al collegamento dell'amplificatore ad altri circuiti. Ad esempio, nel circuito *c*) della figura 3, identico al circuito *b*) ed operante nello stesso punto di funzionamento P_o (fig. 4), è stato reso $V_a = 0$ ponendo $E_{no} = 175$ V, $E_{po} = 125$ V

(così che sia ancora $E_{ao}=175+125=300$ V); si ha allora $V_k=-175$ V, $V_g=V_{gk}+V_k=-(1{,}5+175)=-176{,}5$ V. In tali condizioni la situazione dei potenziali non cambia se fra i morsetti di uscita *PN* è collegato un qualsiasi utilizzatore, perchè fra i medesimi la differenza di potenziale è nulla e quindi nessuna corrente fluisce in esso.

Considerazioni identiche a quelle svolte per i tubi valgono manifestamente per i circuiti a transistori. Detti V_b, V_e, V_c i potenziali di base, di emettitore e di collettore e V_{be}, V_{ce} le *differenze di potenziale* fra base ed emettitore (*tensione di base*) fra collettore ed emettitore (*tensione di collettore*), sussistono le relazioni:

$$(2) \qquad V_b=V_{be}+V_e \quad , \quad V_c=V_{ce}+V_e \ ,$$

analoghe alle (1) e, come quelle, utilissime per passare dalle tensioni ai potenziali e viceversa.

2. — Amplificatori a resistenza: le tre disposizioni fondamentali dei tubi e dei transistori.

Come si è detto nel paragrafo precedente, i più comuni circuiti attivi sono gli *amplificatori a resistenza*, costituiti dalla serie di un rego-

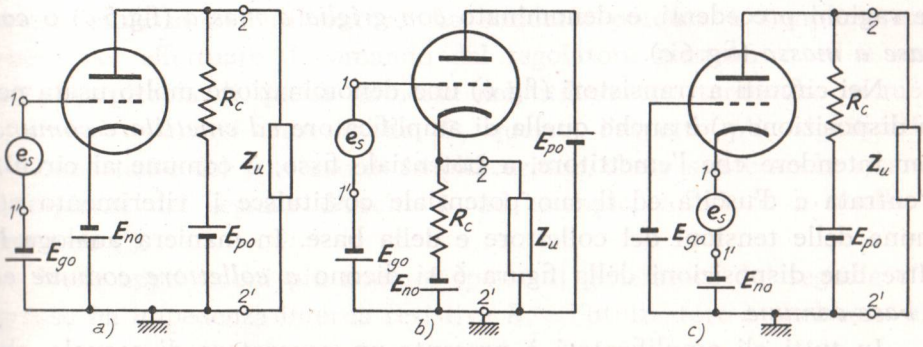


Fig. 5 — Le tre disposizioni fondamentali dei tubi elettronici.

latore elettronico di corrente, di una resistenza R_c e di una o più f.e.m. continue per l'alimentazione. I tre modi fondamentali secondo cui i suddetti elementi possono essere disposti per la costituzione degli amplificatori sono indicati nella figura 5 per i tubi e nella figura 6 per i transistori *n-p-n*; tre disposizioni analoghe, ma coi segni dei generatori di f.e.m. continua invertiti, si avrebbero per i transistori *p-n-p*.

La disposizione circuitale *a*) si denomina *amplificatore con emettitore a massa* perchè indipendentemente dalla presenza della sorgente E_{no}, l'emettitore si trova a potenziale nullo per quanto riguarda i segnali: è l'amplificatore che si è incontrato più comunemente nel Vol. I. La seconda disposizione è il *trasferitore catodico* (fig. 5 *b*) *o di emettitore* (fig. 6 *b*), già accennato nel Vol. I (Cap. XIII, nn. 11-13), che si denomina

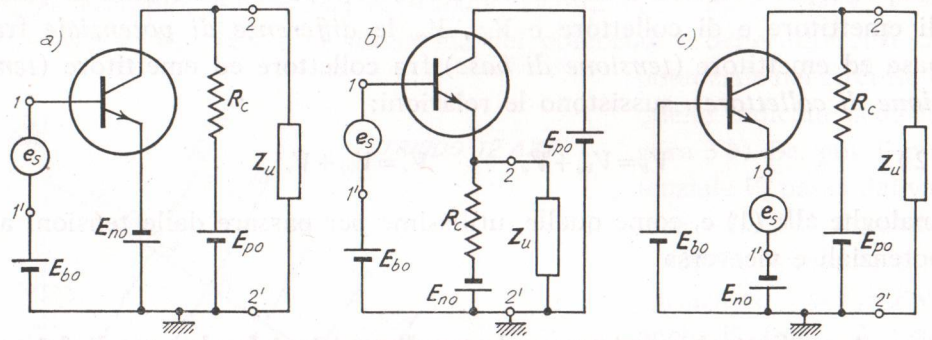


Fig. 6 — Le tre disposizioni fondamentali dei transistori (*n-p-n*).

comunemente *amplificatore con collettore a massa*; ciò perchè, come si è detto sopra, il collettore si trova a potenziale nullo per quanto riguarda il segnale. La terza disposizione è l'amplificatore che, per le stesse ragioni precedenti, è denominato *con griglia a massa* (fig. 5 *c*) o *con base a massa* (fig. 6 *c*).

Nei circuiti a transistori (fig. 6) una denominazione molto usata per la disposizione *a*) è anche quella di amplificatore *ad emettitore comune*, per intendere che l'emettitore, a potenziale fisso, è comune ai circuiti d'entrata e d'uscita ed il suo potenziale costituisce il riferimento comune delle tensioni del collettore e della base. In maniera analoga le altre due disposizioni della figura 6 si dicono *a collettore comune* ed *a base comune.*

In tutti gli amplificatori è presente un *generatore di segnale*, che applica ai morsetti d'ingresso $1, 1'$ un segnale e_i da amplificare ed un utilizzatore Z_u che utilizza in vario modo il segnale presente ai morsetti d'uscita $2, 2'$ (2). In tutti i casi il segnale e_i provoca una variazione del

(2) - La funzione dei generatori di f.e.m. continua è quella di fornire la potenza di alimentazione e la giusta polarizzazione al regolatore elettronico di corrente: vedremo in seguito che raramente sono presenti tutti e tre i generatori, potendosi spesso provvedere con due soli di essi od anche con uno solo.

potenziale d'ingresso e così agisce sul regolatore elettronico facendone variare la corrente: varia pertanto la caduta di tensione che questa provoca in R_c e ciò dà luogo ad una variazione del potenziale d'uscita che viene risentita dall'utilizzatore ([3]). Come vedremo dall'esame particolareggiato dei vari circuiti, si opera in modo che tale variazione dia luogo ad un segnale d'uscita e_u che riproduca nel miglior modo possibile l'andamento del segnale d'ingresso e_i. Complessivamente l'amplificatore correttamente operante si comporta come un *quadripolo attivo* (Vol. I, Cap. I, n. 2) che sotto comando del segnale e_i applicato ai morsetti d'ingresso 1, 1′ (fig. 7) dà luogo ai morsetti d'uscita 2, 2′ ad un segnale e_u che risulta applicato all'utilizzatore. Mentre l'andamento di e_u — e della corrente j_u che esso provoca in Z_u — è legato a quello di e_i, la potenza che, con ciò, risulta immessa in Z_u non proviene dal generatore del segnale d'ingresso ma dagli alimentatori E_{po} ed E_{no}. Il generatore del segnale d'ingresso può, esso stesso, erogare una qualche potenza; ma essa è indipendente da quella che viene immessa nell'utilizzatore. La suddetta potenza è semplicemente spesa per effettuare il comando del regolatore elettronico ed è sempre più piccola di quella immessa nell'utilizzatore, tanto che in molti casi può ritenersi trascurabile. È, questo, l'aspetto più significativo ed importante del processo di amplificazione, che sussiste anche quando l'ampiezza del segnale d'uscita è, ad esempio, inferiore a quella di ingresso ([4]).

Fig. 7 — L'amplificatore è un quadripolo attivo interposto fra il generatore del segnale e l'utilizzatore.

Nelle applicazioni più comuni spesso il generatore del segnale d'ingresso ha impedenza interna resistiva R_s e l'utilizzatore è anch'esso una

---

([3]) - L'utilizzatore non risente l'effetto della differenza di potenziale continua esistente fra i morsetti 2, 2′: ciò deriva o dalla costituzione dell'utilizzatore stesso o dalla situazione dei potenziali. Per il primo caso si pensi all'esempio ben noto in cui l'utilizzatore è il circuito d'ingresso di un altro amplificatore collegato a capacità (Vol. I, Cap. X, n. 8); per il secondo caso si faccia riferimento all'esempio della figura 3 *c*) in cui, a riposo, fra i morsetti d'uscita la differenza di potenziale è nulla.

([4]) - Come accade, ad esempio, nel caso *b*) della figura 5, che è il trasferitore catodico studiato nel Vol. I (Cap. XIII, n. 11).

resistenza R_u (5). In tali condizioni uno schema generale valido qualitativamente per tutte tre le disposizioni è quello indicato nella figura 8: naturalmente i valori di R_i, R_{eq} e la relazione fra e_{eq} ed e_s sono diversi per le varie disposizioni e dipendono dalla scelta dei tubi e dei transistori. A titolo di esempio, le disposizioni in cui, a parità di altre condizioni, si ha il più grande valore di R_i ed il più piccolo valore di R_{eq} è la *b*) delle figure 5 e 6, che corrisponde al trasferitore catodico o di emettitore (Vol. I, Cap. XIII, nn. 11-13): in tale disposizione e_u risulta sempre più piccolo di e_s.

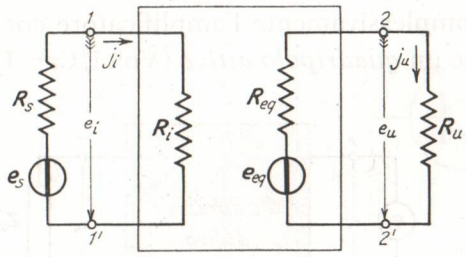


Fig. 8 — Schema generale di principio degli amplificatori a resistenza nelle condizioni in cui essi vengono più comunemente impiegati.

Nei paragrafi che seguono esamineremo sotto i più vari aspetti le singole disposizioni, così da renderci conto delle loro proprietà e del loro uso: esamineremo dapprima i circuiti a tubi e successivamente quelli a transistori che presentano una complicazione leggermente superiore (6).

3. — Disposizione con emettitore a massa: circuito con tubo elettronico.

Per ricavare compiutamente le proprietà dell'amplificatore con emettitore a massa a tubi (n. 2, fig. 5 *a*) conviene partire dal circuito della figura 3 *a*) (n. 1) e farne lo studio grafico. Questo, come già si è detto e fatto nel n. 1 (fig. 4) si compie tracciando sul piano delle caratteristiche anodiche del tubo la retta di carico corrispondente alla tensione di alimentazione $E_{ao}=E_{po}+E_{no}$ ed alla resistenza R_c: la costruzione, già fatta nella figura 4 è ripetuta nella figura 9 in altre condizioni. Dalla retta di carico può ricavarsi la *caratteristica mutua dinamica* del circuito (Vol. I,

(5) - Con riferimento alla nota 3, essa sarà collegata in modo da non risentire l'effetto della differenza di potenziale continua esistente fra i morsetti d'uscita.

(6) - Lo studio metodico e sistematico che faremo comporta qualche ripetizione di cose già note; ripetizioni che avrebbero potuto essere evitate in una trattazione più sintetica. È però convinzione dello scrivente che il metodo adottato — pur meno elegante ed anche meno preciso di altre pregevoli trattazioni sintetiche — consenta, nella prima fase di studio, un'acquisizione più solida e concreta della materia.

Cap. V, n. 5) che consente la determinazione della corrente anodica per ogni valore di V_{gk} e quindi di $V_g = V_{gk} + V_k$. La nota costruzione è eseguita nella figura 9 (diagr. *b*) nell'ipotesi che il tubo sia il triodo *12AT7* e che sia $R_c = 20\,k\Omega$, $E_{ao} = 300\,V$. Se, ad esempio, è $E_{no} = 100\,V$ ed alla griglia è imposto il potenziale $V_g = -101{,}5\,V$, la tensione di griglia ri-

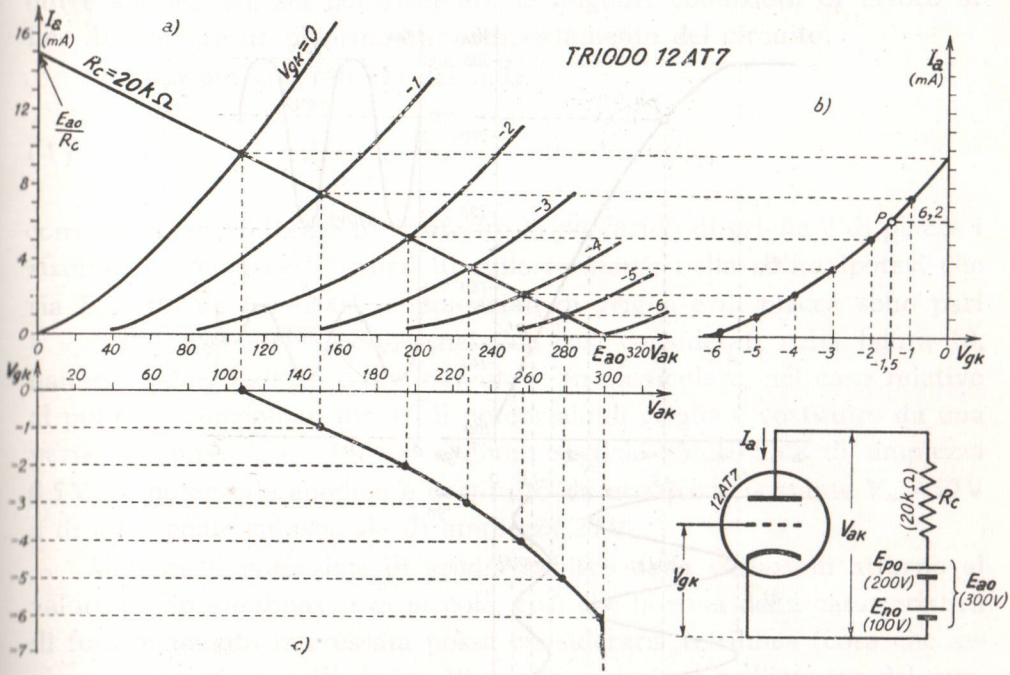


Fig. 9 — Costruzione della *retta di carico*, della *caratteristica mutua dinamica* e della *caratteristica di funzionamento* (triodo *12AT7*, $E_{ao} = 300\,V$, $R_c = 20\,k\Omega$).

sulta $V_{gk} = V_g - V_k = -1{,}5\,V$; il relativo punto di funzionamento sulla caratteristica mutua dinamica è P, a cui corrisponde $I_a = 6{,}2\,mA$.

Dalla caratteristica mutua dinamica può ricavarsi agevolmente una altra curva — detta *caratteristica di funzionamento* del circuito — che esprime la relazione esplicita $V_{ak} = f(V_{gk})$ fra la tensione di placca e quella di griglia. Poichè è $V_{ak} = E_{ao} - R_c I_a$, per ottenere la suddetta curva è sufficiente moltiplicare per R_c le ordinate della caratteristica mutua dinamica e sottrarre da E_{ao} i valori così ottenuti; si può giungere più direttamente al tracciamento della curva con l'evidente costruzione indicata nella figura 9 (diagr. *c*) in tutto analoga a quella utilizzata per

tracciare la caratteristica mutua dinamica. La caratteristica di funzionamento consente di determinare graficamente l'andamento nel tempo della tensione anodica, nota la legge di variazione della tensione di griglia: il metodo, del tutto ovvio (7), è indicato nella figura 10 relativamente alla caratteristica di funzionamento già ricavata (diagr. *a*). Nella figura si è supposto che, in conseguenza del potenziale imposto dal-

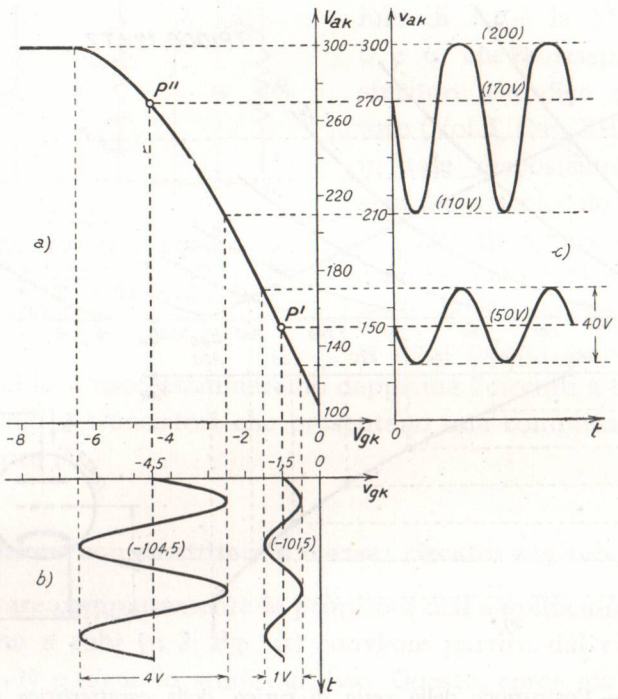


Fig. 10 — Utilizzazione della caratteristica di funzionamento per determinare l'andamento della tensione anodica quando è noto quello della tensione di griglia.

l'esterno, la tensione di griglia vari sinusoidalmente attorno ad un valore di riposo (*tensione di polarizzazione*) V_{gko}: come appare dal diagramma *b*), sono presi in considerazione due diversi valori di V_{gko} ($-1{,}5$ V, $-4{,}5$ V) e dell'ampiezza delle variazioni sinusoidali (*0,5* V e *2* V). La costruzione grafica rivela la profonda differenza dell'andamento della tensione anodica nei due casi (diagrammi *c*): in un caso la variazione della

(7) - Esso è identico a quello usato per ricavare l'andamento della corrente anodica mediante la caratteristica mutua dinamica (Vol. I, Cap. V, n. 5, fig. 25).

tensione anodica è la riproduzione amplificata (40 volte) e cambiata di segno della corrispondente variazione della tensione di griglia, nell'altro caso essa rivela una notevole alterazione dalla forma sinusoidale. L'esempio considerato, indipendentemente dal valore pratico dei risultati, fa comprendere come la *caratteristica di funzionamento* sia un valido mezzo sia per mettere in evidenza le modificazioni che il circuito può produrre sui segnali, sia per ricercare le migliori condizioni di lavoro al fine di ottenere un determinato comportamento del circuito.

Le relazioni generali (1) del n. 1:

$$(1) \qquad V_g = V_{gk} + V_k \quad , \quad V_a = V_{ak} + V_k \ ,$$

consentono agevolmente di trasferire ai *potenziali* di griglia e di placca i risultati ottenuti nella figura 10 sulle *tensioni*; nella solita ipotesi che sia $E_{no} = 100$ V, $E_{po} = 200$ V, i potenziali di griglia e di placca sono pari a $v_{gk} - 100$, $v_{ak} - 100$ e perciò, nei due casi considerati nella figura 10, hanno i valori indicati entro parentesi. In particolare, nel caso relativo al punto di funzionamento P', il potenziale di griglia è costituito da una parte costante $V_{go} = -101{,}5$ V e di un segnale sinusoidale di ampiezza $0{,}5$ V; il potenziale anodico è costituito da una parte costante $V_{ao} = 50$ V e di un segnale sinusoidale di ampiezza 20 V.

Allorchè il potenziale di griglia subisce delle variazioni attorno al valore di riposo abbastanza piccole, così che la zona della caratteristica di funzionamento interessata possa considerarsi rettilinea (cosa che avviene, ad esempio, nella figura 10 per le variazioni nell'intorno del punto P'), le corrispondenti variazioni della corrente anodica e del potenziale anodico possono essere ricavate col metodo del *circuito differenziale* (Vol. I, Cap. V, n. 9): diciamo ΔV_g la variazione (soddisfacente alle condizioni dette) che la tensione di griglia subisce da un determinato valore di riposo e ΔI_a, ΔV_a le variazioni conseguenti della corrente e della tensione anodica (fig. 11 *a*). Il metodo del circuito differenziale consiste nel sostituire al tubo un generatore equivalente (*generatore differenziale*) di resistenza interna r_a (*resistenza anodica differenziale* del tubo nelle condizioni di riposo stabilite) ed avente f.e.m. $\mu \Delta V_g$ e corrente di cortocircuito $g_m \Delta V_g$, essendo μ il *coefficiente di amplificazione* e g_m la *conduttanza mutua* del tubo nelle condizioni di riposo prescelte. Tenendo conto che le sorgenti di f.e.m. continua E_{po}, E_{no} (*alimentatori anodici*) si comportano come cortocircuiti di fronte alle variazioni della cor-

rente anodica, il circuito differenziale del dispositivo considerato (fig. 11 *a*) ha gli schemi indicati nelle figure 11 *b*) e *c*), perfettamente equivalenti

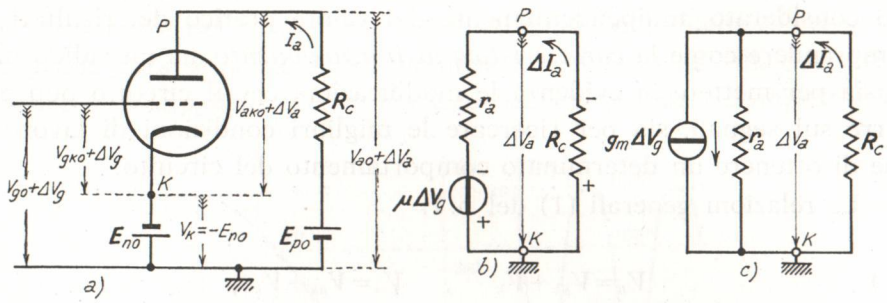


Fig. 11 — Le variazioni della corrente e del potenziale anodico del circuito *a*) conseguenti a piccole variazioni del potenziale di griglia si calcolano mediante il suo *circuito differenziale* che ha gli schemi equivalenti *b*) e *c*).

fra loro. Valori di μ, r_a e g_m, relativi a prescelte condizioni di funzionamento a riposo, sono indicati nella Tav. 1 per alcuni tipi di triodi e pentodi di uso corrente.

TAV. 1 — Dati numerici su alcuni triodi e pentodi.

GRANDEZZE	DOPPI TRIODI				PENTODI		
	6SL7	*12AT7*	*12AU7*	*12AX7*	*6SJ7*	*6AU6*	
Tensione anodica	100	100	100	100	100	100	V
Tensione di griglia	−1	−1	−1	−1	−3	−1	V
Tensione di schermo	—	—	—	—	100	100	V
Corrente anodica	0,5	3,7	9	0,5	2,9	5,2	mA
Corrente di schermo	—	—	—	—	0,9	2	mA
Condutt. mutua g_m	1	4	3	1,25	1,58	3,9	mA/V
Res. diff. anodica r_a	70	15	6,3	80	700	500	kΩ
Coeff. amplificazione μ	70	60	19,5	100	1100	1950	—
Capacità placca-griglia	2,8	1,5	1,6	1,7	0,005	0,003	pF
Capacità placca-catodo	3,8	0,5	1,3	0,4	7	5	pF
Capacità griglia-catodo	3	2,2	1,8	1,6	6	5,5	pF

Dallo schema *b*) della figura 11 si ricava immediatamente:

$$(2) \qquad \Delta I_a = \frac{\mu \Delta V_g}{r_a + R_c},$$

che esprime la variazione della corrente anodica dal valore di riposo;

analogamente per la variazione ΔV_a del potenziale anodico si ricava:

$$(3) \qquad \Delta V_a = -R_c \Delta I_a = -\frac{\mu R_c}{r_a + R_c} \Delta V_g = -\frac{\mu}{1 + \frac{r_a}{R_c}} \Delta V_g \ .$$

Nello stesso modo, dal circuito *c*) della figura 11 si ricava immediatamente:

$$(4) \qquad \Delta V_a = -\frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c}} \Delta V_g \ ,$$

che coincide con la (3) se si tiene conto della relazione $g_m = \mu / r_a$ esistente fra i parametri differenziali del tubo (Vol. I, Cap. V, n. 8, form. 6).

Le formule (3) e (4) esprimono la proprietà, già rilevata dalla costruzione della figura 10, che la variazione del potenziale anodico riproduce, *amplificata e cambiata di segno*, la variazione del potenziale di griglia: tale proprietà è alla base dell'amplificatore con catodo a massa (fig. 5 *a*) che studieremo nel prossimo paragrafo.

4. — Amplificatori con catodo a massa (entrata di griglia ed uscita anodica).

I risultati precedenti si applicano direttamente all'amplificatore con catodo a massa della figura 5 *a*) (n. 2). Consideriamo dapprima l'amplificatore *a vuoto*, cioè in assenza di utilizzatore; con riferimento alla figura 12 *a*) il potenziale di griglia è costituito da una parte fissa $V_{go} = -E_{go}$ (potenziale di polarizzazione) e di una parte variabile $\Delta V_g = e_i$ che costituisce il *segnale d'ingresso*. Poichè la griglia è mantenuta costantemente negativa di fronte al catodo, non c'è corrente di griglia e, di conseguenza, non c'è caduta di potenziale nella resistenza interna del generatore del segnale d'ingresso: pertanto, qualunque sia il valore di tale resistenza, il segnale e_i coincide con la f.e.m. e_s del generatore.

Il potenziale di placca è la somma di una parte costante V_{ao} (potenziale di riposo) e di una parte variabile $\Delta V_a = e_{uv}$ che costituisce il *segnale d'uscita* (a vuoto); in condizioni lineari il suo calcolo può farsi servendosi del circuito differenziale che ha gli schemi *b*) e *c*) della figura 12, identici ai corrispondenti della figura 11 (con $\Delta V_g = e_i$, $\Delta V_a = e_{uv}$). L'espressione del segnale d'uscita è fornita dalle formule (3) e (4)

del paragrafo precedente e risulta:

$$(1) \qquad e_{uv} = -\frac{\mu}{1+\frac{r_a}{R_c}}\, e_i = -\frac{g_m}{\frac{1}{r_a}+\frac{1}{R_c}}\, e_i \ .$$

Se il denominatore della prima frazione $(1+r_a/R_c)$ è minore di μ, il segnale e_{uv} è maggiore di $e_i\,(=e_s)$ ed il circuito è un *amplificatore di*

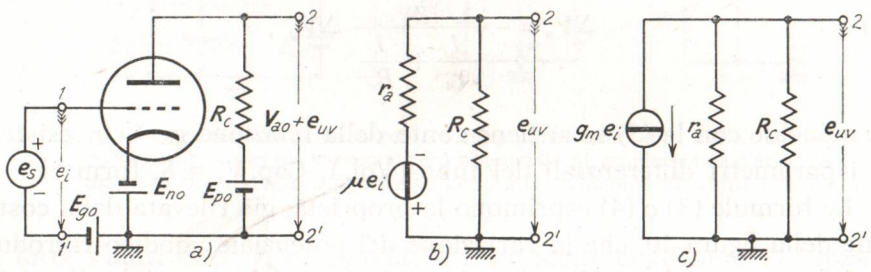


Fig. 12 — Amplificatore resistivo con catodo a massa, a vuoto.

tensione. Il *rapporto di amplificazione di tensione* — che diremo *a vuoto* — ha manifestamente il valore:

$$(2) \qquad A_v = \frac{\mu}{1+\frac{r_a}{R_c}} = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a}+\frac{1}{R_c}} \ ;$$

il *guadagno di tensione* dell'amplificatore a vuoto è l'espressione in decibel di A_v:

$$(3) \qquad G_v = 20\, Log\, A_v \qquad (dB) \ .$$

Consideriamo ora il caso concreto della figura 5 *a*) in cui il segnale d'uscita è applicato ad un bipolo utilizzatore di impedenza Z_u (fig. 13 *a*): in condizione di funzionamento lineare vale il circuito differenziale equivalente *b*) della figura 13. Agli effetti dell'utilizzatore tutto il circuito a sinistra dei morsetti 2, 2′ si comporta come un generatore avente una f.e.m. e_{eq} ed una resistenza interna R_{eq} ; per il teorema di Thevenin quest'ultima è il parallelo di r_a ed R_c ed ha pertanto il valore:

$$(4) \qquad R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{r_a}+\frac{1}{R_c}} = \frac{r_a R_c}{r_a + R_c} \ .$$

La f.e.m. e_{eq} è la tensione che si ha ai morsetti 2, 2′ a vuoto, ossia in assenza di Z_u; essa pertanto coincide con la tensione d'uscita calcolata per il circuito della figura 12 ed ha il valore:

$$(5) \qquad e_{eq} = -A_v e_i = -\frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c}} e_i = -g_m R_{eq} e_i \ .$$

Si ottiene in tal modo il circuito equivalente *c*) della figura 13 con cui è possibile calcolare la tensione e_u ai capi dell'utilizzatore e la corrente j_u in esso se si conosce la natura di Z_u ; faremo ciò nei casi che

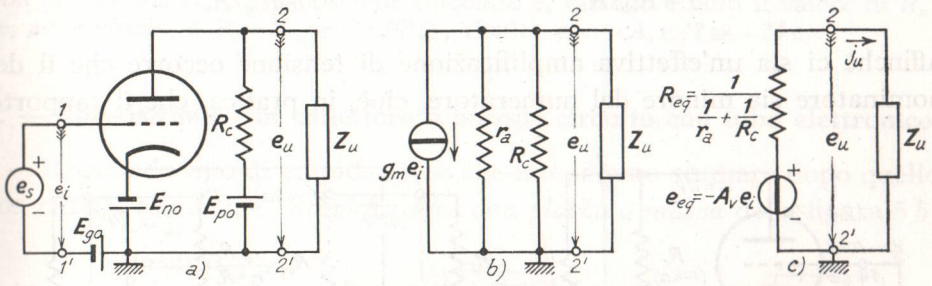


Fig. 13 — Amplificatore resistivo con catodo a massa ed uscita anodica connesso ad un utilizzatore.

ci si presenteranno in seguito, valendoci dei segnali di prova sinusoidali ed a gradino. Qui considereremo invece il solo caso semplice in cui il bipolo utilizzatore sia puramente resistivo e presenti una resistenza R_u (fig. 14 *a*). Supporremo che i valori di E_{po} ed E_{no} siano scelti in modo che il potenziale di placca a riposo sia nullo, $V_{ao} = 0$ ([8]): allora ai capi di R_u si ha soltanto il segnale d'uscita e_u e la presenza di R_u non modifica le condizioni di riposo del circuito.

Nella figura 14 *b*) è riportato lo schema del circuito differenziale equivalente disegnato in conformità allo schema generale di principio della figura 8 (n. 2). La presenza della resistenza d'ingresso R_i è giustificata dal fatto che in tutti i tubi fra griglia e catodo vi è sempre una qualche resistenza di dispersione: ma essa è generalmente così grande di fronte alla possibile resistenza R_s del generatore del segnale da potersi consi-

([8]) - Il calcolo delle condizioni di riposo è svolto come esercizio in fondo al paragrafo; la situazione dei potenziali è indicata in figura.

derare infinita (9); deriva da ciò che la tensione d'ingresso e_i coincide praticamente con la f.e.m. e_s del generatore di segnale. I valori della corrente e della tensione nella resistenza di utilizzazione si calcolano immediatamente nel circuito d'uscita e risultano:

$$(6) \qquad j_u = \frac{e_{eq}}{R_{eq}+R_u} = \frac{-A_v e_i}{R_{eq}+R_u} \quad , \quad e_u = j_u R_u = \frac{-A_v e_i}{1+R_{eq}/R_u} \; ;$$

il rapporto di amplificazione di tensione sotto carico ed il corrispondente guadagno hanno manifestamente i valori:

$$(7) \qquad A = \frac{A_v}{1+R_{eq}/R_u} \quad , \quad G = 20\,Log\,\frac{A_v}{1+R_{eq}/R_u} \; .$$

Affinchè ci sia un'effettiva amplificazione di tensione occorre che il denominatore sia minore del numeratore, cioè, in pratica, che il rapporto

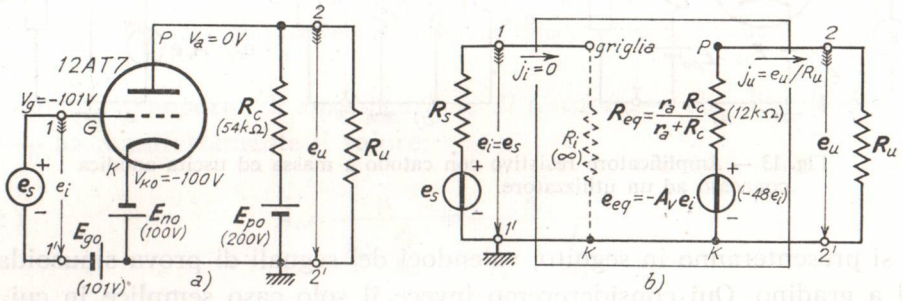


Fig. 14 — Amplificatore con resistenza di utilizzazione e suo quadripolo equivalente.

R_{eq}/R_u sia minore di A_v; nelle applicazioni più comuni il suddetto rapporto è molto più piccolo di *1* per cui l'amplificazione sotto carico, A, viene a differire assai poco dall'amplificazione a vuoto A_v.

Illustriamo le considerazioni precedenti con un esempio: vogliamo dimensionare gli elementi dell'amplificatore di figura 14 in modo che il potenziale di placca abbia, a riposo, valore nullo ed inoltre vogliamo determinare il segnale d'uscita per un particolare valore di R_u. Conveniamo di usare il triodo *12AT7* nelle seguenti condizioni di funzionamento a riposo (Tav. 1, n. 3): $V_{ako} = 100$ V, $V_{gko} = -1$ V, $I_{ao} = 3{,}7$ mA. Affinchè la placca abbia potenziale zero mentre

(9) - In alcune applicazioni ciò, peraltro, non è vero ed allora occorre tenere conto del valore finito di R_i: ne vedremo un esempio nella strumentazione nucleare (Cap. XV, n. 3).

la tensione anodica ha il valore *100* V, occorre che il catodo abbia il potenziale *−100* V e pertanto dovrà essere $E_{no}=100$ V. Assegnamo poi il valore di *200* V ad E_{po}, così che la tensione di alimentazione anodica abbia il valore $E_{ao}=E_{po}+E_{no}=300$ V. Nella resistenza R_c dovrà allora aversi una caduta di potenziale di *200* V (da E_{po} a zero) e poichè in essa scorrerà, nelle condizioni previste la corrente $I_{ao}=3{,}7$ mA il suo valore dovrà essere $R_c=200/3{,}7\cdot 10^{-3}\cong \cong 54\cdot 10^3\ \Omega$.

I parametri differenziali del tubo, nelle sopradette condizioni di riposo, hanno i valori $\mu=60$, $r_a=15$ kΩ, $g_m=4$ mA/V; dalle formule (4) e (2) si ricava:

$$R_{eq}=\frac{1}{\frac{1}{r_a}+\frac{1}{R_c}}\cong 12\cdot 10^3\ \Omega \quad , \quad A_v=\frac{g_m}{\frac{1}{r_a}+\frac{1}{R_c}}\cong 4\cdot 10^{-3}\times 12\cdot 10^3\cong 48 \ .$$

Con la formula (7) è ora possibile calcolare e_u quando è noto il valore di R_u: se, ad esempio, è $R_u=R_{eq}\cong 12\cdot 10^3\ \Omega$, risulta $e_u=-A_v\, e_i/2\cong -24\, e_i$.

5. — Disposizione con collettore a massa: circuito con tubo elettronico.

Il secondo tipo di amplificatore che intendiamo studiare dopo quello con catodo a massa è *l'amplificatore con placca a massa* della figura 5 *b*)

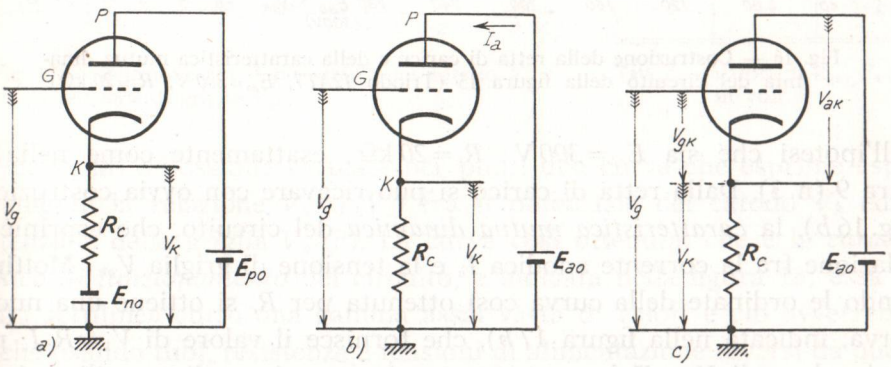


Fig. 15 — Disposizione con placca a potenziale fisso.

(n. 2), detto comunemente *trasferitore catodico*. Conviene partire dalla disposizione circuitale *a*) della figura 15 o meglio da quella *b*) in cui, per semplicità, si è considerata inesistente la sorgente di f.e.m. continua negativa ($-E_{no}$) nel circuito catodico.

Nel circuito della figura 15 *b*) la placca ha potenziale fisso, uguale ad E_{ao}, mentre il catodo ha un potenziale V_k che dipende dal valore imposto al potenziale V_g di griglia. Detta, infatti, I_a la corrente anodica ed R_c la resistenza in serie al catodo, il potenziale catodico ha manifesta-

mente il valore $V_k = R_c I_a$; poichè I_a dipende dal valore della tensione di griglia V_{gk} (fig. 15 *c*) e questa dipende dal potenziale di griglia V_g, anche il potenziale catodico V_k dipende da V_g. Ci proponiamo di determinare la legge con cui V_k varia in funzione di V_g.

La determinazione può compiersi per via grafica tracciando, come al solito, sul piano delle caratteristiche anodiche del tubo la *retta di carico* corrispondente alla resistenza R_c ed alla tensione di alimentazione E_{ao} ; nella figura 16 *a*) la costruzione è eseguita per un triodo *12AT7*,

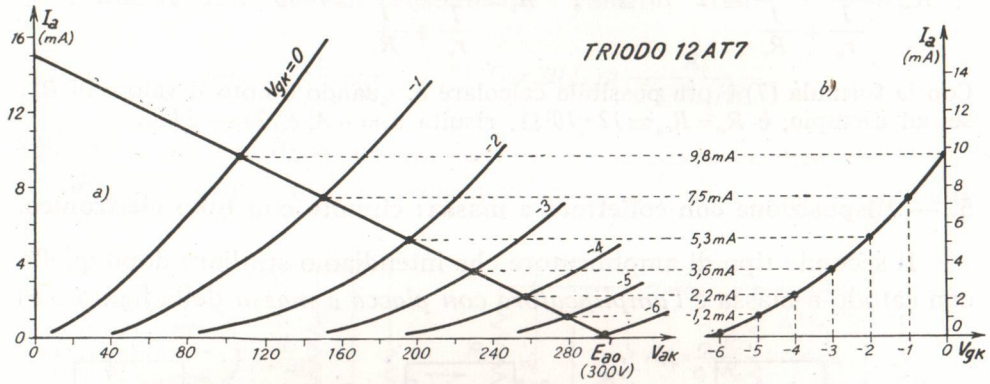


Fig. 16 — Costruzione della retta di carico e della caratteristica mutua dinamia del circuito della figura 15 (Triodo *12AT7*, $E_{ao} = 300$ V, $R_c = 20$ kΩ).

nell'ipotesi che sia $E_{ao} = 300$ V , $R_c = 20$ kΩ , esattamente come nella figura 9 (n. 3). Dalla retta di carico si può ricavare con ovvia costruzione (fig. 16 *b*), la *caratteristica mutua dinamica* del circuito, che esprime la relazione fra la corrente anodica I_a e la tensione di griglia V_{gk}. Moltiplicando le ordinate della curva così ottenuta per R_c si ottiene una nuova curva, indicata nella figura 17 *b*), che fornisce il valore di $V_k = R_c I_a$ per ogni valore di V_{gk}. Tale curva non può avere immediata utilizzazione, perchè al circuito è imposto dall'esterno il *potenziale* di griglia V_g e non la *differenza di potenziale* V_{gk} fra griglia e catodo. È però possibile dedurre dalla curva della figura 17 l'effettiva relazione fra V_k e V_g osservando che il potenziale di griglia V_g è legato alla tensione V_{gk} dalla relazione:

$$(1) \qquad V_g = V_{gk} + V_k \ ;$$

ad esempio, se è $V_{gk} = -2$ V (punto P della fig. 17) risulta $V_k = 106$ V e

perciò per la (1) si ha $V_g = -2+106 = 104$ V ([10]). Se ne deduce che al potenziale di griglia $V_g = 104$ V corrisponde, per il potenziale catodico, il valore $V_k = 106$ V. Nello stesso modo, assegnando a V_{gk} i valori successivi indicati nella prima colonna della Tav. 2, si ottengono altrettanti valori di V_k (forniti dalla curva della fig. 17) e di V_g (dedotti dalla form. 1), che sono riportati nella seconda e terza colonna della tabella.

Riportando, in un sistema d'assi cartesiano, in ascisse i valori di V_g (3ª colonna della tabella) ed in ordinate i valori corrispondenti di V_k

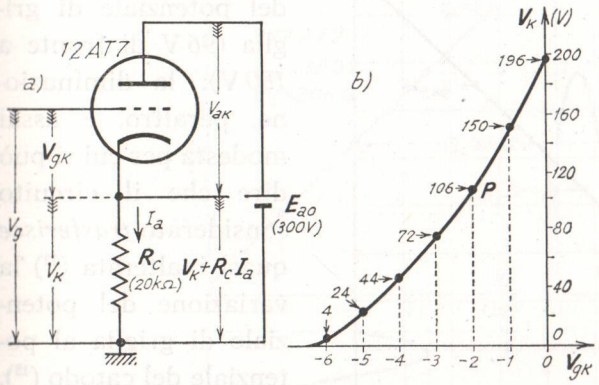


Fig. 17 — Relazione fra il *potenziale* del catodo V_k e la *tensione* di griglia V_{gk}.

V_{gk}	V_k	V_g
0	196	196
−1	150	149
−2	106	104
−3	72	69
−4	44	40
−5	24	19
−6	4	−2

TAV. 2 — Valori di V_{gk}, V_k, V_g in volt.

(2ª colonna) è possibile ricavare per punti una curva che esprime esplicitamente la relazione $V_k = f(V_g)$ fra il potenziale del catodo V_k ed il potenziale della griglia V_g ([11]). La curva così ottenuta, che è la *caratteristica di funzionamento* del circuito, è indicata nella figura 18; essa risulta rettilinea entro una gamma assai vasta di valori e ciò avverrebbe anche usando tubi, resistenze e tensioni di alimentazione diversi da quelli scelti nell'esempio considerato (fig. 17 *a*).

La *caratteristica di funzionamento* consente di determinare graficamente l'andamento nel tempo del potenziale catodico se è nota la legge di variazione del potenziale di griglia: il metodo, del tutto evidente, è indicato nella figura 19, relativamente alla caratteristica di fun-

---

([10]) - Si noti che, per ogni punto della curva, il valore di V_g può ottenersi sommando fra loro l'ascissa V_{gk} e l'ordinata V_k del punto stesso.

([11]) - Un metodo più rapido, ma meno generalizzabile, per ottenere la curva è indicato nel Vol. I, Cap. XIII, n. 11.

zionamento già ricavata (diagr. *a*) e nell'ipotesi che il potenziale di griglia vari sinusoidalmente (con ampiezza *50* V) attorno al valore di riposo $V_{go}=100$ (diagr. *b*). Appare dalla costruzione che il potenziale del catodo varia sinusoidalmente attorno ad un valore di riposo $V_{ko}\cong 102$ (diagr. *c*); la variazione *ha lo stesso segno* della variazione del potenziale di griglia e, grazie alla linearità della caratteristica, è proporzionale ad essa. Notiamo inoltre che la variazione del potenziale catodico è *più piccola* della corrispondente variazione del potenziale di griglia (*96* V di fronte a *100* V): la diminuzione, peraltro, è assai modesta per cui si può dire che il circuito considerato *trasferisce* quasi inalterata [12] la variazione del potenziale di griglia al potenziale del catodo [13].

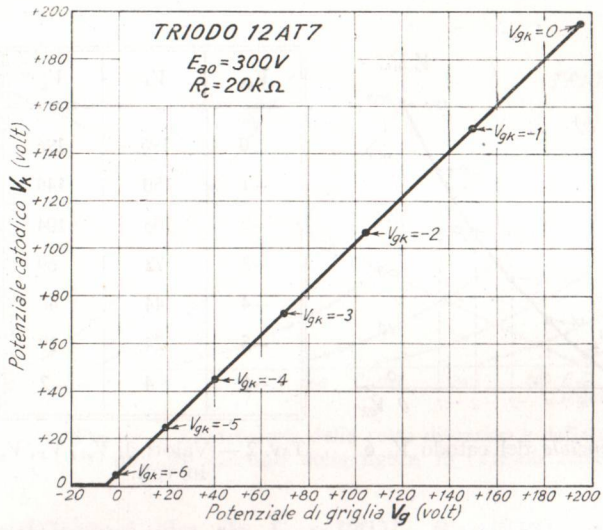


Fig. 18 — Caratteristica di funzionamento del circuito della figura 17 *a*).

La riscontrata linearità di funzionamento del circuito della figura 20 *a*) consente di eseguire col metodo del circuito differenziale la determinazione quantitativa delle variazioni del potenziale catodico conseguenti alle variazioni del potenziale di griglia.

Supponiamo che il potenziale di griglia subisca una variazione ΔV_g da un determinato valore di riposo e diciamo ΔI_a la conseguente variazione della corrente anodica. Il potenziale catodico, che ha il valore $V_k = R_c I_a$, subirà perciò la variazione:

$$\Delta V_k = R_c \Delta I_a \quad ; \qquad (2)$$

---

(12) - Con lo stesso segno, ugual forma e solo minima attenuazione.

(13) - È questa la ragione del nome di *trasferitore catodico* che si dà all'amplificatore derivato dal circuito in oggetto.

corrispondentemente la differenza di potenziale fra griglia e catodo $V_{gk} = V_g - V_k$ subirà la variazione:

$$(3) \qquad \Delta V_{gk} = \Delta V_g - \Delta V_k = \Delta V_g - R_c \Delta I_a \ .$$

Ciò posto, se si opera in condizioni di linearità ([14]), al circuito considerato (fig. 20 *a*) può sostituirsi il suo circuito differenziale equivalente

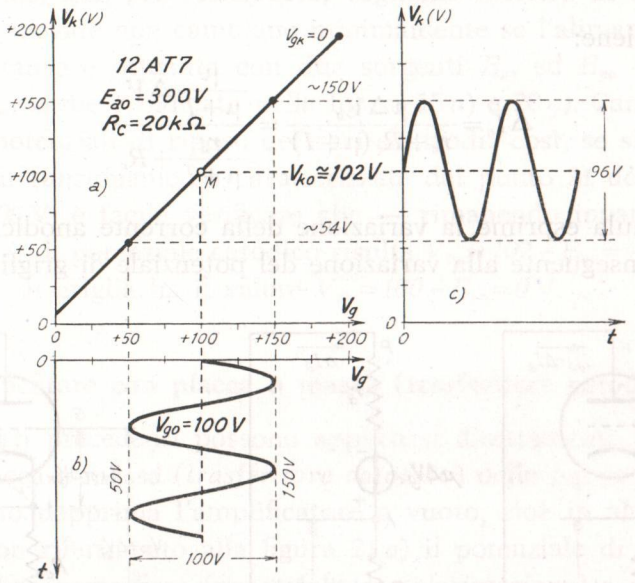


Fig. 19 — Utilizzazione della *caratteristica di funzionamento* per determinare l'andamento del potenziale catodico, quando è noto quello del potenziale di griglia.

(fig. 20 *b*) in cui il tubo è rappresentato da un generatore di resistenza interna r_a e f.e.m. $\mu \Delta V_{gk}$. Dal circuito differenziale si ottiene:

$$(4) \qquad \Delta I_a = \frac{\mu \Delta V_{gk}}{r_a + R_c} \ ,$$

([14]) - Per questo è sufficiente che le condizioni di riposo e le variazioni da esse siano tali che il punto di funzionamento si muova comunque sul segmento di caratteristica di funzionamento indicato nella figura 18; riesaminando il processo con cui la caratteristica stessa è stata ottenuta, si comprende come l'estremo superiore del segmento di retta corrisponda a $V_{gk} = 0$ mentre l'estremo inferiore corrisponda all'interdizione del tubo.

che, per mezzo della formula (3), può scriversi:

$$(5) \qquad \Delta I_a = \frac{\mu \Delta V_g - \mu R_c \Delta I_a}{r_a + R_c} .$$

È, questa, una semplice equazione che ha come incognita ΔI_a; eliminando il denominatore e raccogliendo a fattor comune ΔI_a essa diviene:

$$(6) \qquad [r_a + R_c(\mu + 1)] \Delta I_a = \mu \Delta V_g ,$$

da cui si ottiene:

$$(7) \qquad \Delta I_a = \frac{\mu \Delta V_g}{r_a + R_c(\mu + 1)} = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} \Delta V_g}{\frac{r_a}{\mu + 1} + R_c} .$$

Questa formula esprime la variazione della corrente anodica dal valore di riposo conseguente alla variazione del potenziale di griglia; mediante

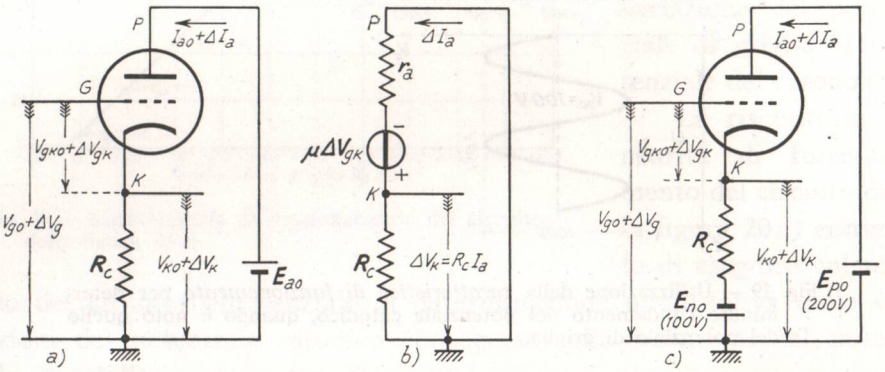


Fig. 20 — Per il calcolo delle variazioni dai valori di riposo ci si vale del circuito differenziale.

la formula (2) si può allora ricavare l'espressione della corrispondente variazione del potenziale catodico:

$$(8) \qquad \Delta V_k = R_c \Delta I_a = \frac{\frac{\mu}{\mu + 1} R_c}{\frac{r_a}{\mu + 1} + R_c} \Delta V_g .$$

Poichè il numeratore è più piccolo di R_c ed il denominatore è più grande, la frazione è minore di *1*, per cui ΔV_k risulta minore di ΔV_g, come si

era visto nello studio grafico. Se però, come accade di solito ([15]), è $R_c \gg r_a/(\mu+1)$, la formula (8) può scriversi approssimativamente:

$$(9) \qquad \Delta V_k \cong \frac{\mu}{\mu+1} \Delta V_g \ ;$$

dati i valori usuali di μ, ΔV_k risulta appena inferiore a ΔV_g.

Nel prossimo paragrafo applicheremo le formule trovate al trasferitore catodico; qui, per concludere, vogliamo mettere in evidenza che le proprietà trovate non cambiano minimamente se l'alimentazione anodica del circuito è ottenuta con due sorgenti E_{po} ed E_{no} (tali che sia $E_{po}+E_{no}=E_{ao}$) come è indicato nella figura 15 *a*) e 20 *c*). Cambiano naturalmente i potenziali di riposo dei vari elettrodi: così, se si opera nelle condizioni di funzionamento caratterizzate dal punto *M* della figura 19 ed è $E_{no}=100$ V, è facile verificare che — rimanendo invariato il comportamento — il potenziale catodico risulta $V_{ko}=102-E_{no}=+2$ V quando il potenziale di griglia ha il valore $V_{go}=100-E_{no}=0$ V.

6. — Amplificatore con placca a massa (trasferitore catodico).

I risultati precedenti possono applicarsi direttamente all'amplificatore con placca a massa (*trasferitore catodico*) della figura 5 *b*) del n. 2. Consideriamo dapprima l'amplificatore a vuoto, cioè in assenza di utilizzatore; con riferimento alla figura 21 *a*) il potenziale di griglia è costituito da una parte fissa (potenziale di polarizzazione) e da una parte variabile $\Delta V_g = e_i$, che costituisce il *segnale d'ingresso*. Essendo la griglia sempre mantenuta negativa di fronte al catodo, manca la corrente di griglia e perciò non c'è alcuna caduta di potenziale interna nel generatore del segnale d'ingresso: deriva da ciò che il segnale e_i coincide con la f.e.m. e_s del generatore.

La corrente anodica ed il potenziale catodico risultano allora formati da una parte costante I_{ao}, V_{ko} e di una parte variabile $\Delta I_a = j_a$, $\Delta V_k = e_{uv}$; la variazione $\Delta V_k = e_{uv}$ costituisce il *segnale d'uscita* del trasferitore a vuoto. Le espressioni di j_a ed e_{uv} sono fornite dalle formule (7)

([15]) - Nei tubi e nelle condizioni indicate nella Tav. 1 (n. 2) il rapporto $r_a/(\mu+1)$ ha i valori seguenti: *6SL7,990*; *12AUT7,246*; *12AU7,300*; *12AX7,790*; *6SJ7,635*; *6AU6,256*. Tali valori sono sempre assai minori di R_c, usualmente superiore ad una decina di migliaia di ohm.

ed (8) del numero precedente e risultano:

$$(1) \qquad j_a = \frac{\frac{\mu}{\mu+1} e_i}{\frac{r_a}{\mu+1} + R_c} \quad , \quad e_{uv} = \frac{\frac{\mu}{\mu+1} e_i}{\frac{r_a}{\mu+1} + R_c} R_c \; ;$$

esse possono interpretarsi come le espressioni della corrente e della tensione nella resistenza R_c prodotte da un generatore avente f.e.m. $\mu/(\mu+1)$ e resistenza interna $r_a/(\mu+1)$, come è indicato nello schema *b*) della fi-

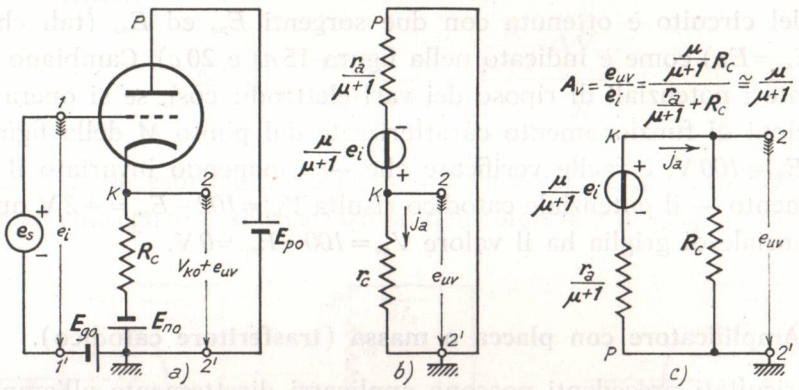


Fig. 21 — Trasferitore catodico a vuoto e suo circuito differenziale effettivo.

gura 21 o, con diversa disposizione, nello schema *c*). Ciò conduce a considerare il circuito *b*) o *c*) della figura 21 come l'effettivo circuito differenziale del trasferitore catodico ([16]): che ne varremo nello studio del trasferitore collegato ad un utilizzatore.

Dall'espressione (1) del segnale d'uscita può ricavarsi il valore del rapporto fra il segnale d'uscita e quello d'ingresso, che diremo *rapporto di trasferimento a vuoto* A_v ; esso risulta:

$$(2) \qquad A_v = \frac{\frac{\mu}{\mu+1} R_c}{\frac{r_a}{\mu+1} + R_c} \; .$$

([16]) - Lo schema della figura 20 *b*), indicato precedentemente come schema del circuito differenziale del trasferitore, è in realtà semplicemente provvisorio: in esso compare la tensione ΔV_{gk} che non è nota. Conosciuta è la variazione del potenziale di griglia $\Delta V_g = e_i$ (segnale d'ingresso) che compare negli schemi della figura 21.

Se è $R_c \gg r_a/(\mu+1)$, come avviene di solito ([17]), l'espressione precedente può approssimativamente scriversi:

$$(3) \qquad A_v \cong \frac{\mu}{\mu+1} = \frac{1}{1+1/\mu} \; ;$$

dati i valori usuali di μ, *il rapporto di trasferimento a vuoto risulta appena inferiore ad 1*.

Consideriamo ora il caso concreto in cui il segnale d'uscita è applicato ad un bipolo utilizzatore di impedenza Z_u (fig. 22): in condizione di funzionamento lineare vale il circuito differenziale equivalente *b*)

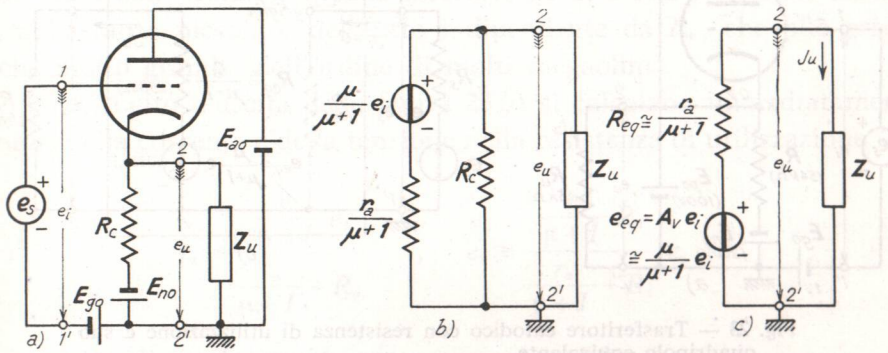


Fig. 22 — Trasferitore catodico collegato ad un bipolo utilizzatore e suoi circuiti differenziali equivalenti.

della figura 22, dedotto dal circuito differenziale della figura 21. Agli effetti dell'utilizzatore tutto il circuito a sinistra dei morsetti 2, 2′ si comporta come un generatore avente una f.e.m. e_{eq} ed una resistenza interna R_{eq} (fig. 22 *c*); tenendo presente che normalmente R_c è così grande di fronte ad $r_a/(\mu+1)$ da potersi, nel parallelo, trascurare, se ne deducono per il teorema di Thevenin, le seguenti relazioni:

$$(4) \qquad e_{eq} = A_v \, e_i \cong \frac{\mu}{\mu+1} \, e_i \quad , \quad R_{eq} \cong \frac{r_a}{\mu+1} \, ,$$

indicate nella stessa figura 22 *c*).

Mediante il circuito equivalente *c*) della figura 22 è possibile calco-

([17]) - Si veda la nota ([15]).

lare la tensione ai capi dell'utilizzatore e la corrente j_u in esso, se si conosce la natura di Z_u e del segnale e_i. Consideriamo il caso particolare — ma molto importante — in cui il bipolo utilizzatore è puramente resistivo e consiste in una resistenza R_u collegata direttamente ai morsetti d'uscita (fig. 23 *a*). Supporremo che i valori di E_{po} e di E_{no} siano scelti in modo che il potenziale catodico di riposo sia uguale a zero ([18]): allora ai capi di R_u si ha soltanto il segnale d'uscita e_u e la presenza di R_u non modifica le condizioni di riposo del circuito. Nella figura 23 *b*) è riportato lo schema del circuito differenziale equivalente disegnato

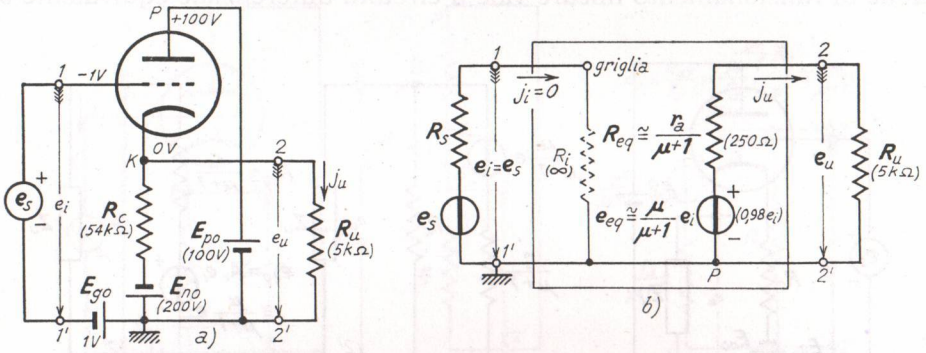


Fig. 23 — Trasferitore catodico con resistenza di utilizzazione e suo quadripolo equivalente.

in conformità allo schema generale di principio della figura 8 (n. 2). La resistenza R_i ha lo stesso significato e la medesima origine della corrispondente resistenza dell'amplificatore con catodo a massa (n. 4, fig. 14 *b*): il suo effetto è completamente trascurabile in tutti i casi pratici ([19]), per cui la corrente j_u nel circuito d'ingresso e la conseguente caduta di tensione nella resistenza interna del generatore del segnale possono considerarsi nulle; perciò, come abbiamo già detto, la tensione d'ingresso e_i coincide praticamente con la f. e. m. e_s del generatore del segnale, qualunque sia il valore della sua resistenza interna (anche molti megaohm).

([18]) - Il calcolo delle condizioni di riposo dell'amplificatore è svolto nell'esercizio alla fine del paragrafo.

([19]) - Si supponga che fra griglia e catodo esista una resistenza (per esempio di dispersione) di valore R. Poichè il segnale presente sul catodo differisce molto poco da quello presente sulla griglia, la differenza di potenziale fra griglia e catodo, ossia ai capi di R, è sempre piccolissima e tale risulta di conseguenza la corrente nella resistenza stessa.

Del più grande interesse è l'esame del circuito d'uscita: da esso appare, infatti, che la f.e.m. $e_{eq}=\mu\, e_i/(\mu+1)$ è appena inferiore al segnale d'ingresso ($0{,}95\, e_i$ se μ è dell'ordine di 20 ; $0{,}99\, e_i$ se μ è dell'ordine di 100). La resistenza interna del generatore equivalente $R_{eq}=r_a/(\mu+1)$ ha un valore generalmente assai basso: essa è un po' minore di r_a/μ, ossia di $1/g_m$ [20]. A seconda che g_m ha, ad esempio, valori dell'ordine di 1 mA/V, 2 mA/V, 4 mA/V, R_{eq} ha valori un po' inferiori a $1000\,\Omega$, $500\,\Omega$, $250\,\Omega$; da notarsi che il valore di R_{eq} è del tutto indipendente da quello della resistenza R_s del generatore del segnale d'ingresso. In conclusione si può dire che il trasferitore catodico fa corrispondere al generatore di f.e.m. e_s e resistenza interna R_s, collegato ai suoi morsetti d'ingresso, un generatore con f.e.m. e_{eq} appena inferiore ad e_s e con resistenza interna R_{eq} abbastanza piccola e del tutto indipendente da R_s, che può essere anche molto grande (dell'ordine di molti megaohm).

Dal circuito d'uscita della figura 23 *b*) si calcolano immediatamente i valori della corrente e della tensione nella resistenza di utilizzazione R_u:

$$(5)\qquad j_u\cong\frac{\dfrac{\mu}{\mu+1}\,e_i}{\dfrac{r_a}{\mu+1}+R_u}\quad,\quad e_u\cong\frac{\dfrac{\mu}{\mu+1}\,R_u}{\dfrac{r_a}{\mu+1}+R_u}\,e_i\ ;$$

il *rapporto di trasferimento sotto carico* risulta:

$$(6)\qquad A=\frac{e_u}{e_i}\cong\frac{\dfrac{\mu}{\mu+1}\,R_u}{\dfrac{r_a}{\mu+1}+R_u}\ .$$

Supponiamo che nelle condizioni indicate nella figura 23 *a*) sia $R_u=5\,\text{k}\Omega$, $\mu=60$, $r_a=15\,\text{k}\Omega$ [21]: si ha di conseguenza $\mu/(\mu+1)=0{,}98$, $r_a/(\mu+1)\cong\cong 250\,\Omega$ e la formula (6) diviene:

$$(7)\qquad A\cong\frac{0{,}98\,R_u}{250+R_u}=\frac{0{,}98\cdot 5000}{250+5000}\cong 0{,}93\ .$$

La tensione ai capi di R_u ha quindi il valore $e_u\cong 0{,}93\, e_i\cong 0{,}93\, e_s$ ed è pertanto appena inferiore alla f.e.m. del generatore del segnale d'ingresso:

---

[20] - Ricordiamo infatti la relazione $g_m\, r_a=\mu$, da cui $g_m=\mu/r_a$.

[21] - Si veda l'esercizio alla fine del paragrafo.

se la resistenza R_u, invece che ai morsetti d'uscita del trasferitore, fosse direttamente collegata al generatore del segnale d'ingresso, si avrebbe una tensione in generale molto più bassa. Il suo valore risulterebbe:

$$(8) \qquad e_u' = \frac{e_s R_u}{R_s + R_u} = \frac{e_s}{1 + R_s/R_u},$$

pari, ad esempio, a $0{,}5\, e_s$ se fosse $R_s = R_u = 5\,\text{k}\Omega$ e si ridurrebbe ad un centesimo o ad un millesimo di e_s se R_s avesse valori di $0{,}5\,\text{M}\Omega$ o di $5\,\text{M}\Omega$; ciò dimostra con evidenza il beneficio apportato dall'interposizione del trasferitore catodico fra il generatore del segnale e l'utilizzatore. Osserviamo ancora che se la resistenza R_u, collegata all'uscita del trasferitore, subisse una diminuzione del 50% del valore preso in considerazione, divenendo $2{,}5\,\text{k}\Omega$, la tensione d'uscita diverrebbe $0{,}89\, e_i$, con una diminuzione di appena il 4,3% rispetto al valore $0{,}93$ dianzi calcolato. Ciò mostra chiaramente che la tensione d'uscita del trasferitore catodico, in opportune condizioni di lavoro, oltre ad essere poco più piccola del segnale d'ingresso, è notevolmente insensibile alle variazioni dell'impedenza di utilizzazione. Essa risente anche molto poco delle eventuali variazioni delle tensioni di alimentazione, di polarizzazione e di accensione del tubo: queste infatti incidono prevalentemente sul valore di r_a che nell'espressione di e_u (form. 5) compare diviso per $\mu + 1$. In buone condizioni di lavoro il valore di $r_a/(\mu + 1)$ è sempre molto piccolo di fronte a quello di R_u per cui le sue variazioni modificano molto poco il valore di e_u.

Le pregevoli caratteristiche del trasferitore ora messe in evidenza, la linearità di funzionamento rivelata dallo studio grafico (n. 5), ma anche il fatto che il segnale d'uscita sia inferiore a quello d'ingresso, derivano dalla *reazione negativa* che nell'amplificatore considerato è presente nella misura più alta possibile: abbiamo infatti mostrato nel Vol. I (Cap. XIII, n. 13) che nel trasferitore catodico l'intero segnale di uscita costituisce il segnale di reazione che viene sottratto al segnale d'ingresso.

Per concludere lo studio dell'amplificatore con placca a massa (trasferitore catodico), vogliamo mettere in evidenza che le sorgenti di tensione continua che compaiono nel suo schema generale, E_{po}, E_{no}, E_{go}, non sono tutte tre necessarie: nella figura 24 sono indicati tre casi in cui è nulla rispettivamente E_{no}, E_{po} ed E_{go}; pur lavorando il tubo nelle

medesime condizioni ([22]) ed essendo identica la tensione di alimentazione anodica $E_{ao}=300$ V, il caso più comune è il primo (fig. 24 *a*) in cui manca E_{no}: il catodo ha allora potenziale di riposo positivo e siccome

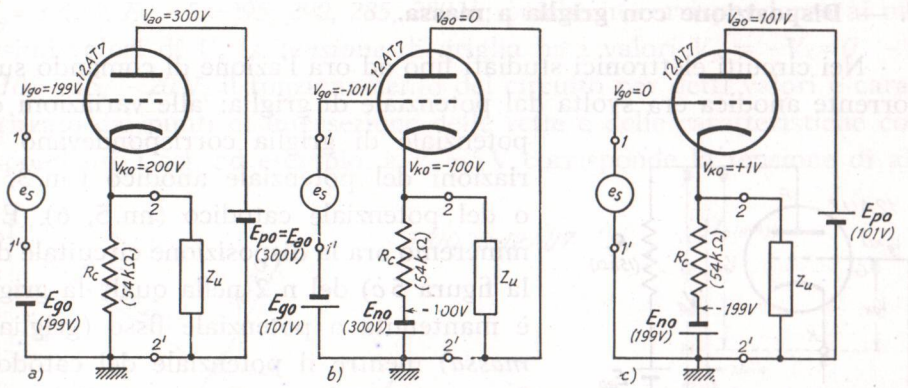


Fig. 24 — Tre diversi esempi di alimentazione di un medesimo trasferitore catodico.

la griglia deve avere potenziale di riposo appena inferiore a quello del catodo, anche il potenziale di polarizzazione di griglia risulterà generalmente positivo.

Illustriamo le considerazioni precedenti con un esempio: vogliamo dimensionare gli elementi del trasferitore catodico in modo che il potenziale del catodo abbia, a riposo, valore zero, $V_{ko}=0$, e determiare il rapporto di trasferimento nell'ipotesi che la tensione di alimentazione $E_{ao}=E_{po}+E_{no}$ abbia il valore *300* V. Conveniamo di usare il triodo *12AT7* nelle seguenti condizioni di riposo (Tav. 1, n. 3): $V_{ako}=100$ V, $V_{gko}=-1$ V, $I_{ao}=3{,}7$ mA, a cui corrisponde $\mu=60$, $r_a=15$ kΩ, $g_m=4$ mA/V. Se si fa in modo che il catodo abbia a riposo potenziale nullo, le tensioni di griglia e di placca coincidono con i rispettivi potenziali e perciò dovrà essere $V_{go}=V_{gko}=-1$ V, $V_{ao}=V_{ako}=100$ V. Affinchè sia $V_{ao}=100$ V dovrà essere $E_{po}=100$ V e di conseguenza $E_{no}=E_{ao}-E_{po}=200$ V; la situazione dei potenziali è dunque quella indicata nella figura 23 *a*). Ai capi di R_c si viene ad avere una differenza di potenziale di *200* V (da *0* a *−200* V) e poichè nella resistenza, nelle condizioni previste, scorrerà la corrente $I_{ao}=3{,}7$ mA, dovrà essere $R_c=200/3{,}7\cdot 10^{-3}\cong 54\cdot 10^3\ \Omega$; è questo appunto il valore indicato per R_c nella figura 23 *a*). Osserviamo che tale valore è abbastanza

([22]) - Esse sono quelle medesime prese in considerazione nell'esempio della figura 23 e nell'esercizio svolto alla fine del paragrafo.

grande di fronte a quello della resistenza $r/(\mu+1) \cong 250\,\Omega$, per cui possono considerarsi sufficientemente corrette le relazioni approssimate (4) da cui derivano le (5) e (6) ed il valore $A=0{,}93$ calcolato mediante la (7).

7. — Disposizione con griglia a massa.

Nei circuiti elettronici studiati fino ad ora l'azione di comando sulla corrente anodica era svolta dal potenziale di griglia: alle variazioni del potenziale di griglia corrispondevano variazioni del potenziale anodico (nn. 3, 4) o del potenziale catodico (nn. 5, 6). Esamineremo ora la disposizione circuitale della figura 5 *c*) del n. 2 nella quale la griglia è mantenuta a potenziale fisso (griglia *a massa*) mentre il potenziale del catodo è fatto variare da un generatore di segnali.

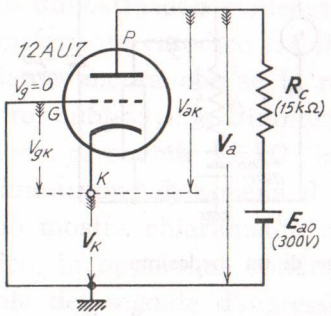


Fig. 25 — Disposizione con griglia a potenziale nullo e comando di catodo.

Inizieremo lo studio partendo dal circuito della figura 52 in cui il potenziale di griglia è nullo ([25]) ed al catodo è imposto dall'esterno un potenziale V_k variabile. In concomitanza al variare di V_k varia la differenza di potenziale fra griglia e catodo, $V_{gk}=V_g-V_k=0-V_k=-V_k$; ciò fa variare la corrente anodica I_a e, di conseguenza, il potenziale anodico, che ha il valore:

$$(1) \qquad V_a=E_{ao}-R_c I_a\,.$$

In analogia con quanto abbiamo fatto per le altre disposizioni circuitali già esaminate, ci proponiamo di determinare la legge con cui V_a varia in funzione di V_k. Lo studio si compie, al solito, partendo dalle caratteristiche del tubo, col metodo grafico della retta di carico. La costruzione è svolta nella figura 26 *a*) nel caso particolare del circuito della figura 25 (triodo *12AU7*, $E_{ao}=300$ V, $R_c=15$ kΩ). Nel compiere la costruzione occorre osservare che, per ogni valore di V_k, la complessiva tensione di alimentazione anodica del circuito non è E_{ao} ma $E_{ao}-V_k$; pertanto la retta di carico — che deve tagliare l'asse delle ascisse in corri-

([23]) - L'estensione al caso generale in cui la griglia ha un potenziale fisso V_{go} diverso da zero (positivo o negativo) è del tutto immediata.

spondenza dell'ascissa pari alla tensione di alimentazione — si sposta parallelamente a se stessa al variare di V_k. Nella figura 26 *a*) si è considerata la situazione della retta di carico in corrispondenza ai potenziali catodici $V_k = 0, 5, 10, 15, 20$ V, a cui corrispondono le tensioni di alimentazione $E_{ao} = 300$ V, $E_{ao} - 5 = 295, 290, 285, 280$ V; poichè in corrispondenza ai medesimi valori di V_k la *tensione* di griglia ha i valori $V_{gk} = -V_k = 0, -5, -10, -15, -20$ V, il funzionamento del circuito per detti valori è caratterizzato dai punti di intersezione delle rette e delle caratteristiche corrispondenti. Così, ad esempio, a $V_k = 5$ V corrisponde la tensione di ali-

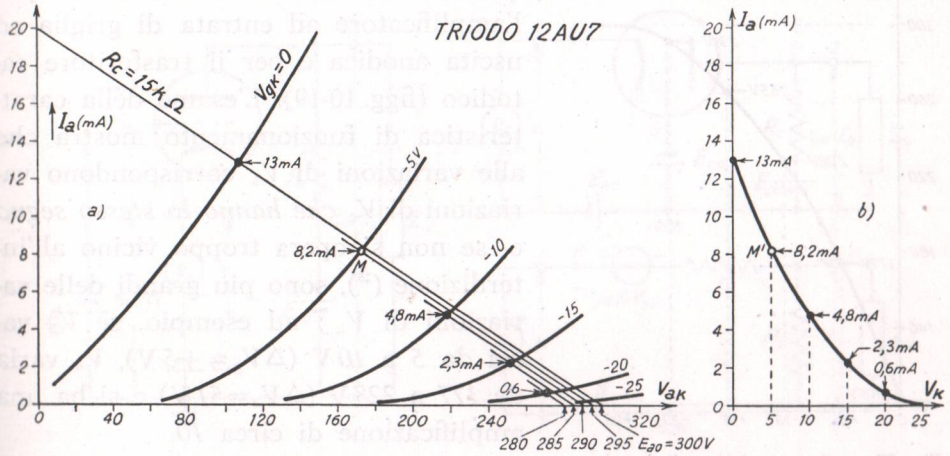


Fig. 26 — Studio grafico del circuito della figura 25.

mentazione di 295 V e la tensione di griglia $V_{gk} = -5$ V; il punto di funzionamento è pertanto M (fig. 26 *a*), a cui compete la corrente anodica $I_a = 8{,}2$ mA. Riportando in un diagramma cartesiano (fig. 26 *b*) in ascisse i sopradetti valori di V_k ed in ordinate i valori delle correnti anodiche corrispondenti ai successivi punti di intersezione (valori indicati nella figura 26 *a*), si ottiene una curva che fornisce la relazione esplicita fra la corrente anodica ed il potenziale del catodo (fig. 26 b); essa è simile alla caratteristica mutua dinamica di un ordinario amplificatore, con la differenza, però, che la corrente anodica *cala* all'aumentare del potenziale di comando (potenziale catodico) invece che crescere.

È ora facile determinare i valori di V_a corrispondenti ad ogni valore di V_k: per ogni valore di V_k, infatti, la curva dianzi ricavata fornisce un valore di I_a, che, sostituito nella formula (1) consente il calcolo di V_a; ad esempio, per $V_k = 5$ V si ha $I_a = 8{,}2$ mA, per cui risulta $R_c I_a =$

$= 15 \cdot 10^3 \,.\, 8{,}2 \,.\, 10^{-3} = 123$ e quindi $V_a = E_{ao} - R_c I_a = 177\,V$. Operando nello stesso modo per gli altri valori di I_a indicati sulla curva della figura 26 *b*) si ottengono altrettante coppie di valori di V_k e V_a che permettono il tracciamento per punti della *caratteristica di funzionamento* del circuito (fig. 27), cioè dalla curva che esprime la relazione esplicita fra V_a e V_k ([24]).

La caratteristica di funzionamento permette di determinare il valore di V_a qualunque sia il valore di V_k e di dedurre graficamente l'andamento del potenziale anodico se è nota la legge di variazione del potenziale catodico: il metodo, ormai ben noto, è quello medesimo che abbiamo usato per l'amplificatore ad entrata di griglia ed uscita anodica e per il trasferitore catodico (figg. 10-19). L'esame della caratteristica di funzionamento mostra che alle variazioni di V_k corrispondono variazioni di V_a *che hanno lo stesso segno* e, se non si opera troppo vicino all'interdizione ([25]), sono più grandi delle variazioni di V_k ; ad esempio, se V_k varia da *5* a *10* V ($\Delta V_k = +5$ V), V_a varia da *177* a *228* V ($\Delta V_a = 51$ V) e si ha una amplificazione di circa *10*.

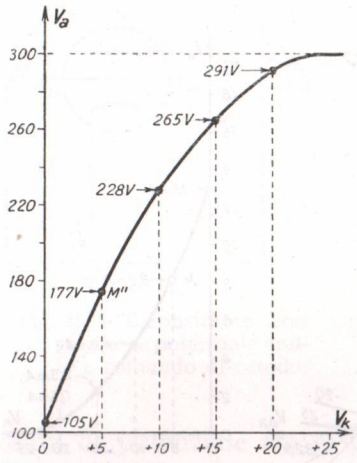


Fig. 27 — *Caratteristica di funzionamento* del circuito di fig. 25: $E_{ao} = 300$ V, $R_c = 15$ kΩ, $V_{go} = 0$.

Manifestamente, per grandi variazioni di V_k non esiste linearità di funzionamento, ma se le variazioni avvengono in un intorno sufficientemente limitato di un determinato punto di riposo e questo è scelto opportunamente si può ammettere che esista proporzionalità fra le variazioni del potenziale anodico e le variazioni

---

([24]) - È appena necessario far notare che per la determinazione della caratteristica di funzionamento non è necessario far ricorso alla curva della figura 26 *b*): è sufficiente valersi dei valori di I_a indicati nella figura 26 *a*), corrispondenti alle intersezioni delle diverse caratteristiche con le rette di carico relative.

([25]) - Per valori sufficientemente alti di V_k la differenza di potenziale fra griglia e catodo diviene così negativa da mantenere il tubo all'interdizione; essendo allora nulla la corrente anodica, non c'è caduta di potenziale in R_c ed il potenziale anodico coincide con E_{ao}. L'interdizione corrisponde quindi al limite superiore della caratteristica di funzionamento. Il limite inferiore della curva di figura 27, coincidente con $V_k = 0$, corrisponde ad una differenza di potenziale nulla fra griglia e catodo; se V_k fosse reso negativo, la tensione di griglia diverrebbe positiva e si avrebbe corrente di griglia.

del potenziale catodico e si possono così eseguire i calcoli col metodo del circuito differenziale.

8. — Amplificatore con griglia a massa (entrata catodica, uscita anodica).

Lo studio grafico del circuito della figura 25 ci ha mostrato la possibilità che le variazioni del potenziale catodico producano variazioni più grandi, e dello stesso segno, del potenziale anodico: tale possibilità è sfruttata nell'*amplificatore con griglia a massa* (n. 2, fig. 5 *c*), che è

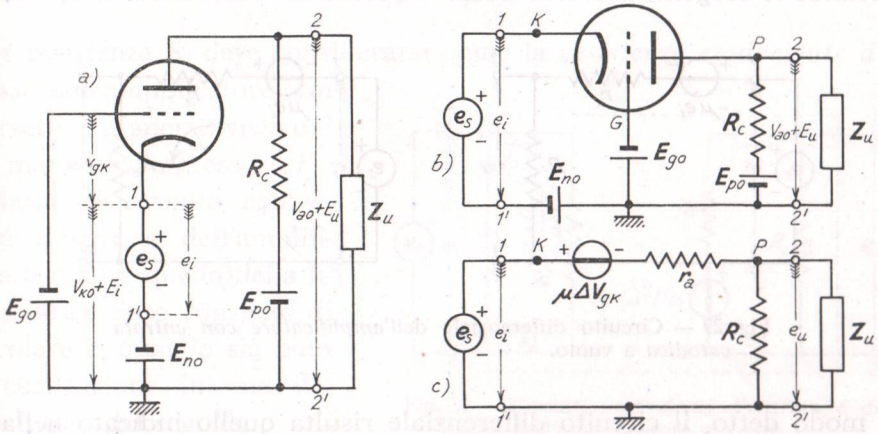


Fig. 28 — Schema di principio e circuito differenziale dell'amplificatore ad entrata catodica ed uscita anodica (amplificatore con griglia a massa).

appunto un amplificatore *ad entrata catodica ed uscita anodica.* Esso è ridisegnato nella figura 28 *a*) e, con più comoda disposizione grafica, nella figura 28 *b*).

Nell'amplicatore il potenziale del catodo è costituito da una parte fissa V_{ko} e da una parte variabile $\Delta V_k = e_i$ che costituisce il segnale d'ingresso, prodotto dal generatore di segnale collegato fra i morsetti 1, 1'. Poichè il potenziale di griglia ha il valore costante $V_g = -E_{go}$ ([26]), la differenza di potenziale fra griglia e catodo (cioè l'effettiva tensione di comando del tubo) $V_{gk} = V_g - V_k$ subirà una variazione:

$$(1) \qquad \Delta V_{gk} = -\Delta V_k = -e_i \ .$$

([26]) - I potenziali E_{go} ed E_{no} sono sempre scelti in modo che la differenza di potenziale fra griglia e catodo sia negativa ed abbia il giusto valore per il corretto funzionamento del tubo: un esempio in proposito è contenuto nell'esercizio posto alla fine del paragrafo.

Corrispondentemente la corrente anodica ed il potenziale anodico subiranno una variazione dai loro valori di riposo: la variazione del potenziale anodico $\Delta V_a = e_u$ costituisce il segnale d'uscita dell'amplificatore che agisce sul bipolo utilizzatore (Z_u). Se la variazione $\Delta V_{gk} = -e_i$ provocata dal segnale d'ingresso è sufficientemente piccola onde il funzionamento del tubo possa considerarsi lineare, la determinazione del segnale d'uscita può compiersi col metodo del circuito differenziale; per questo, come è noto, si sostituisce al tubo il suo generatore differenziale equivalente, avente f.e.m. $\mu\Delta V_{gk}$ e resistenza interna r_a [27] e considerando le sorgenti di f. e. m. continue come dei cortocircuiti. Operando

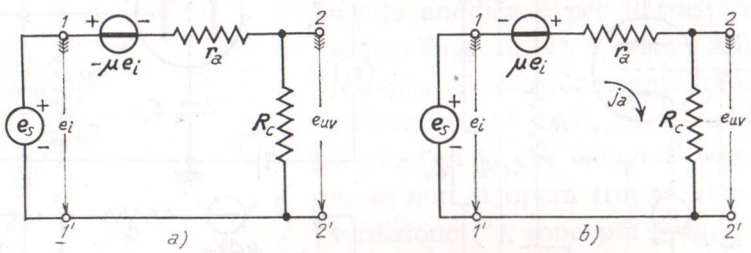


Fig. 29 — Circuito differenziale dell'*amplificatore con entrata catodica* a vuoto.

nel modo detto, il circuito differenziale risulta quello indicato nella figura 28 *c*) [28]; nota la costituzione del generatore del segnale e del bipolo utilizzatore, da esso possono generalmente dedursi i valori della corrente e della tensione d'uscita.

Consideriamo dapprima inesistente l'impedenza di utilizzazione (amplificatore a vuoto). Lo schema del circuito differenziale diviene allora quello della figura 29 *a*) dove, in relazione alla formula (1), la f.e.m. $\mu\Delta V_{gk}$ del generatore differenziale è stata scritta $-\mu e_i$; esso si modifica nello schema *b*) scambiando in maniera evidente il segno della suddetta f. e. m. e la posizione dei segni + e − del generatore differenziale.

Osserviamo che alla serie delle due resistenze r_a ed R_c è applicata

---

[27] - Manifestamente r_a e μ sono la resistenza anodica differenziale ed il coefficiente di amplificazione del tubo nelle condizioni di riposo stabilite.

[28] - I segni indicati accanto al generatore differenziale di f.e.m. $\mu\Delta V_{gk}$ si riferiscono ad una ΔV_{gk} positiva; tale, cioè, da provocare un aumento della corrente anodica che, entro il tubo, ha il verso PK. In realtà vedremo fra breve che, essendo ΔV_{gk} negativa, i segni risulteranno scambiati.

complessivamente la tensione $e_i + \mu e_i = (\mu + 1) e_i$, per cui nella serie fluisce la corrente:

$$(2) \qquad j_a = \frac{(\mu + 1) e_i}{r_a + R_c} ;$$

agli effetti del generatore del segnale la corrente è quella medesima che fluirebbe in una resistenza R_i collegata direttamente ai morsetti 1, 1′ ed avente il valore:

$$(3) \qquad R_i = \frac{e_i}{j_a} = \frac{r_a + R_c}{\mu + 1} .$$

Tale resistenza R_i deve considerarsi come la *resistenza equivalente d'ingresso* dell'amplificatore (coi morsetti 2, 2′ aperti) vista dai dai morsetti d'ingresso 1, 1′: pertanto il *circuito equivalente d'ingresso* dell'amplificatore risulta quello della figura 30 *a*). Esso consente di calcolare e_i quando sia nota la costituzione interna del generatore del segnale.

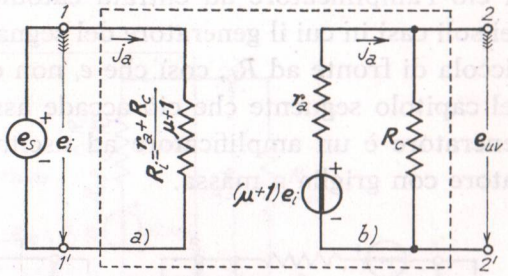


Fig. 30 — Circuiti equivalenti d'entrata e di uscita dell'amplificatore a vuoto.

La corrente j_a (form. 2) fluendo dalla resistenza R_c (fig. 29 *b*) fa nascere ai suoi capi una tensione $R_c j_a$ che è il segnale stesso e_{uv} presente ai morsetti 2, 2′ aperti; questo ha perciò il valore:

$$(4) \qquad e_{uv} = R_c j_a = \frac{(\mu + 1) R_c}{r_a + R_c} e_i ,$$

che si può scrivere $e_{uv} = A_v e_i$ introducendo il *rapporto di amplificazione a vuoto*:

$$(5) \qquad A_v = \frac{(\mu + 1) R_c}{r_a + R_c} = \frac{\mu + 1}{1 + r_a / R_c} .$$

Esaminando le espressioni (2) e (4) della corrente in R_c e della tensione ai suoi capi si vede che, agli effetti dei morsetti d'uscita 2, 2′, tutto avviene come se la resistenza R_c fosse alimentata da un generatore avente f.e.m. $(\mu + 1) e_i$ e resistenza interna r_a; il circuito della figura 30 *b*) può pertanto considerarsi il *circuito equivalente d'uscita* a vuoto dell'ampli-

ficatore; insieme col circuito equivalente d'entrata *a*) rappresenta completamente il comportamento a vuoto dell'amplificatore ad entrata catodica. È utile farne il confronto col corrispondente circuito equivalente dell'amplificatore con catodo a massa ed entrata di griglia (n. 4, fig. 12 *b*): notiamo intanto che il segno del generatore differenziale è concorde, invece che opposto, con quello del segnale d'ingresso e_i ; la sua f.e.m. è $(\mu+1)\,e_i$ invece che $\mu\,e_i$, ma la differenza è di poco conto, sopratutto se μ è superiore a qualche decina. La differenza più sostanziale consiste nel fatto che nell'amplificatore con entrata di griglia la tensione e_i coincide praticamente con la f.e.m. e_s del generatore del segnale, mentre nell'amplificatore ad entrata catodica ha valore più basso a causa della caduta interna provocata dalla corrente che fluisce in R_i. A causa di ciò l'amplificatore ad entrata catodica risulta in pratica utilizzabile nei soli casi in cui il generatore del segnale d'ingresso ha resistenza molto piccola di fronte ad R_i, così che e_i non differisca troppo da e_s: vedremo nel capitolo seguente che ciò accade assenzialmente quando il suddetto generatore è un amplificatore ad uscita catodica che precede l'amplificatore con griglia a massa.

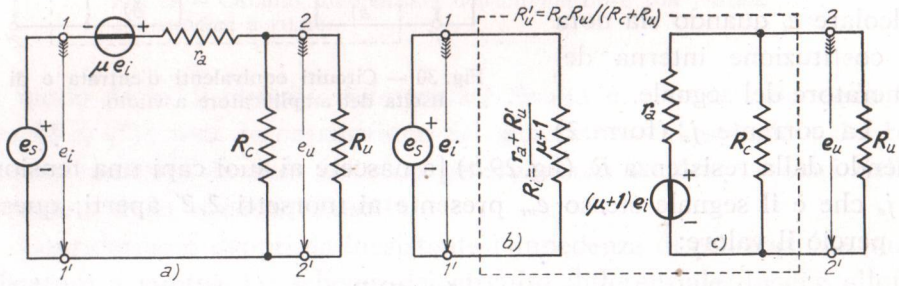


Fig. 31 — All'uscita dell'amplificatore è connesso un utilizzatore rappresentato dalla resistenza R_u.

Per completare lo studio dell'amplificatore con griglia a massa consideriamo ora il caso in cui ai morsetti d'uscita $2, 2'$ sia collegato un bipolo utilizzatore (fig. 28) che supporremo costituito da una resistenza R_u ([29]). Il circuito differenziale diviene quello della figura 31 *a*), che differisce dal corrispondente della figura 21 *b*) unicamente per avere R_u in parallelo ad R_c; possono così applicarsi al nuovo circuito i risultati

([29]) - Si veda la figura 33 nell'esercizio alla fine del paragrafo.

ottenuti in precedenza pur di sostituire ad R_c il suo parallelo con R_u, che diremo R_u':

$$(6) \qquad R_u' = \frac{R_c R_u}{R_c + R_u} .$$

I circuiti differenziali equivalenti d'entrata e d'uscita divengono quelli *b*) e *c*) della figura 31 con R_i espresso dalla relazione:

$$(7) \qquad R_i = \frac{r_a + R_u'}{\mu + 1} .$$

Il circuito *c*) si può semplificare col teorema di Thevenin, considerando tutta la parte a sinistra dei morsetti $2, 2'$ come un generatore che alimenta R_u: la sua f.e.m. e_{eq} è la tensione che si ha nel circuito *c*) fra i

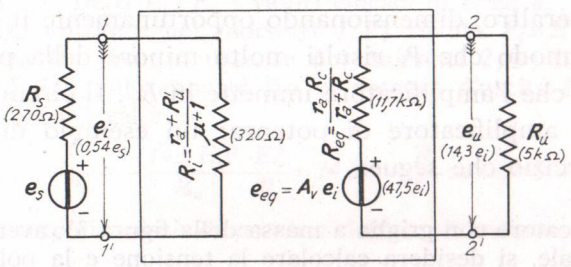


Fig. 32 — Circuito equivalente dell'amplificatore ad entrata catodica chiuso su una resistenza di utilizzazione.

morsetti $2, 2'$ in assenza di R_u ed ha perciò il valore $A_v e_i$, dove A_v è espresso dalla formula (5) ed e_i è la tensione d'ingresso calcolata nel circuito *b*), *con* R_u *collegata ai morsetti* $2, 2'$; la resistenza interna del generatore è manifestamente il parallelo di r_a ed R_c ed ha perciò il valore $R_{eq} = r_a R_c/(r_a + R_c)$. Il circuito equivalente d'uscita così semplificato è riportato nella figura 32 accanto al corrispondente circuito d'entrata e con esso riunito così da riprodurre lo schema generale di principio della figura 8 del n. 2 ([30]): in esso si è supposto che il generatore del segnale abbia un'impedenza resistiva di valore R_s. In molte applicazioni la resistenza di utilizzazione è così grande che R_u' non differisce apprezzabilmente da R_c, cosicchè l'amplificatore si comporta come se fosse a vuoto.

([30]) - I valori numerici indicati nello schema si riferiscono all'esempio particolare trattato nell'esercizio in fondo al paragrafo.

In alcune applicazioni, all'opposto, R_u è molto piccola di fronte ad R_c, per cui quest'ultima resistenza, nel parallelo, può trascurarsi e si ha approssimativamente $R_u' = R_u$: si è, all'incirca, in queste condizioni nell'esempio a cui si riferiscono i dati contenuti nella figura 32.

Confrontando lo schema della figura 32 con i corrispondenti schemi validi per gli amplificatori ad entrata di griglia (n. 4, fig. 14; n. 6, fig. 23) si nota subito la differenza essenziale che già abbiamo osservata considerando lo schema a vuoto: negli amplificatori ad entrata di griglia il valore della resistenza d'ingresso R_i era praticamente infinito, mentre qui ha valore finito e strettamente dipendente dall'utilizzatore (form. 6, 7). Il fatto che la resistenza d'entrata abbia valore finito comporta — oltre alla riduzione del segnale d'entrata — che il generatore del segnale d'ingresso deve erogare una certa potenza P_i (potenza di entrata o di eccitazione) ([31]), che negli amplificatori con entrata di griglia era praticamente nulla. Peraltro, dimensionando opportunamente il circuito, è possibile fare in modo che P_i risulti molto minore della potenza P_u (potenza d'uscita) che l'amplificatore immette in R_u. Il circuito si comporta così come un amplificatore di potenza: un esempio di ciò sarà illustrato nell'esercizio che segue.

Nell'amplificatore con griglia a massa della figura 33, avente segnale d'ingresso sinusoidale, si desidera calcolare la tensione e la potenza nella resistenza di utilizzazione, $R_u = 5\,\text{k}\Omega$, nell'ipotesi che il generatore del segnale d'ingresso abbia resistenza interna $R_s = 270\,\Omega$ e che la capacità C_a si comporti come un cortocircuito per la frequenza di lavoro. La tensione di alimentazione sia $E_{ao} = 300\,\text{V}$; il tubo sia un triodo *12AT7* operante nelle condizioni di riposo specificate nella Tav. 1 del n. 3 ($V_{ako} = 100\,\text{V}$, $V_{gko} = -1\,\text{V}$, $I_{ao} = 3{,}7\,\text{mA}$) a cui corrisponde $\mu = 60$, $r_a = 15\,\text{k}\Omega$.

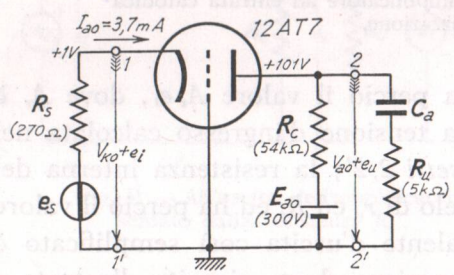


Fig. 33 — Esempio di amplificatore con griglia a massa.

Nella resistenza $R_s = 270\,\Omega$ del generatore del segnale fluisce, nelle condizioni prescelte, la corrente di riposo $I_{ao} = 3{,}7\,\text{mA}$, per cui ai suoi capi si ha la tensione continua $R_s I_{ao} = 270 \cdot 3{,}7 \cdot 10^{-3} = 1\,\text{V}$; il catodo del tubo si trova ad un potenziale continuo $V_{ko} = 1\,\text{V}$, per cui fra la griglia (collegata a massa) ed il catodo vi è la prescritta tensione di polarizzazione $V_{gko} = -1\,\text{V}$. Affinchè

([31]) - È la situazione che si ha sempre negli amplificatori a transistori, qualunque sia la loro costituzione.

sia $V_{ako}=100$ V dovrà essere $V_{ao}=101$ V e pertanto la resistenza R_c, attraversata dalla corrente $I_{ao}=2{,}7$ mA, dovrà provocare una caduta di potenziale di 199 V; dovrà pertanto essere $R_c=199/3{,}7\cdot 10^{-3}\cong 54\cdot 10^3\,\Omega$.

Sostituendo nelle formule (5), (6), (7) i valori $\mu=60$, $r_a=15\cdot 10^3\,\Omega$, $R_c=54\cdot 10^3\,\Omega$, $R_u=5\cdot 10^3\,\Omega$ si ottengono i valori (indicati nella fig. 32):

$$A_v=\frac{(\mu+1)R_c}{r_a+R_c}\cong 47{,}5 \quad , \quad R_{eq}=\frac{r_a R_c}{r_a+R_c}\cong 11{,}7\ k\Omega \ ,$$

$$R_u'=\frac{R_c R_u}{R_c+R_u}\cong 4{,}6\cdot 10^3\,\Omega \quad , \quad R_i=\frac{r_a+R_u'}{\mu+1}\cong 320\,\Omega \ .$$

I segnali e_i ed e_u presenti ai morsetti d'entrata e d'uscita ($R_s=270\,\Omega$, $R_u=5\cdot 10^3\,\Omega$) risultano:

$$e_i=\frac{R_i}{R_s+R_i}\,e_s\cong 0{,}54\,e_s \quad , \quad e_u=\frac{R_u}{R_{eq}+R_u}\,A_v\,e_i\cong 14{,}3\,e_i\cong 7{,}7\,e_s \ ;$$

fra i morsetti d'entrata e quelli d'uscita si ha dunque un'amplificazione $e_u/e_i=14{,}3$, mentre fra la f.e.m. e_s del generatore e la tensione d'uscita l'amplificazione è solo 7,7. Detti E_i, E_u i valori efficaci di e_i ed e_u, la potenza d'entrata P_i (potenza entrante nei morsetti $1,1'$) risulta $P_i=E_i^2/R_i$, mentre la potenza di uscita P_u (potenza uscente dai morsetti $2,2'$) ha il valore $P_u=E_u^2/R_u=(14{,}3\,E_i)^2/R_u$; il rapporto fra la potenza d'uscita P_u e quella d'entrata P_i ha pertanto il valore:

$$\frac{P_u}{P_i}=\frac{(14{,}3\,E_i)^2}{R_u}\,\frac{E_i^2}{R_i}=14{,}3^2\ :\ \frac{R_i}{R_u}\cong 13{,}4 \ .$$

che stabilisce l'*amplificazione di potenza* dell'amplificatore.

9. — Amplificatore con uscita anodica e catodica.

Nella figura 34 è indicato un circuito che può pensarsi come una generalizzazione degli amplificatori studiati nei paragrafi 4 e 6: manifestamente se R_k è zero, il circuito si riduce a quello dell'amplificatore con uscita anodica (n. 4), mentre se è nulla R_p esso si riduce all'amplificatore con uscita catodica, ossia al trasferitore catodico (n. 6). Quando entrambe le resistenze sono diverse da zero il circuito ha due segnali di uscita, di cui quello prelevato fra catodo e massa, e_k, ha lo stesso segno del segnale d'ingresso, mentre quello prelevato fra placca e massa, e_a, ha segno opposto; i due segnali d'uscita sono uguali se le due resistenze R_p ed R_k sono uguali fra loro ed il circuito viene spesso utilizzato in queste condizioni per produrre due segnali uguali e di segno opposto, che occorrono in varie applicazioni ([32]). Più in generale il cir-

([32]) - Nel Vol. I (Cap. XIII, n. 10) si è accennato all'uso dell'amplificatore con doppia uscita uguale per alimentare le griglie degli amplificatori push-pull.

cuito considerato ha segnali d'uscita diversi: per quanto riguarda l'uscita anodica esso si comporta similmente ad un amplificatore con catodo a massa, mentre ha sostanzialmente il comportamento di un trasferitore catodico nei riguardi dell'uscita catodica; in particolare, mentre il segnale d'uscita anodico può essere più grande del segnale d'ingresso, il segnale catodico è sempre minore di e_i.

Per renderci conto delle suddette proprietà, e di altre ancora, svolgeremo lo studio del circuito, come abbiamo fatto per i circuiti già

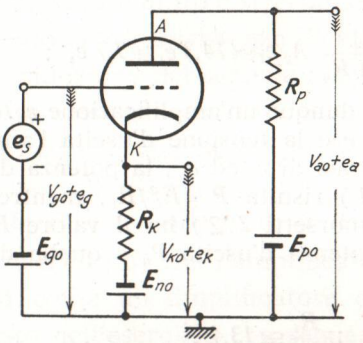


Fig. 34 — Amplificatore con doppia resistenza di carico e doppia uscita.

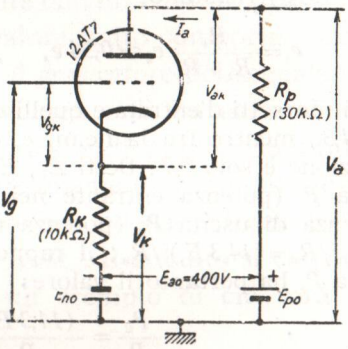


Fig. 35 — Triodo con due resistenze in serie: si vuol determinare la dipendenza di V_a e V_k da V_g.

presi in considerazione, dapprima per via grafica e poi col metodo del circuito differenziale.

Svolgeremo lo studio grafico sul circuito della figura 35, coll'intento di determinare l'andamento dei potenziali della placca e del catodo, V_a e V_k, in funzione del potenziale di griglia V_g, imposto dall'esterno. Per questo osserviamo che il tubo ha complessivamente in serie la resistenza $R_c = R_p + R_k$ e la tensione continua $E_{ao} = E_{po} + E_{no}$; si può pertanto determinare subito la relazione fra la corrente anodica I_a e la tensione di griglia $V_{gk} (= V_g - V_k)$ tracciando sulle caratteristiche anodiche del tubo la retta di carico corrispondente ad E_{ao} ed R_c e deducendo da questa, con noto metodo, la caratteristica mutua dinamica. Ciò è fatto nella figura 36 per un triodo *12AT7* nell'ipotesi che sia $E_{ao} = 400$ V, $R_c = 40$ kΩ.

Dalla caratteristica mutua dinamica è possibile dedurre, per ogni valore di V_{gk}, il valore di I_a e quindi anche delle cadute di tensione $R_p I_a$ ed $R_k I_a$ che la corrente I_a provoca in R_p ed in R_k. Da tali cadute di tensione è possibile desumere i valori dei potenziali di placca e di catodo,

che hanno manifestamente le seguenti espressioni:

$$(1) \qquad V_a = E_{po} - R_p I_a \quad , \quad V_k = R_k I_a - E_{no} \; .$$

Noto il valore di V_k per ogni valore di V_{gk}, è poi possibile dedurre il valore di V_g dalla formula:

$$(2) \qquad V_g = V_{gk} + V_k \; .$$

In tal modo, per ogni valore di V_{gk} si può ottenere una terna di valori

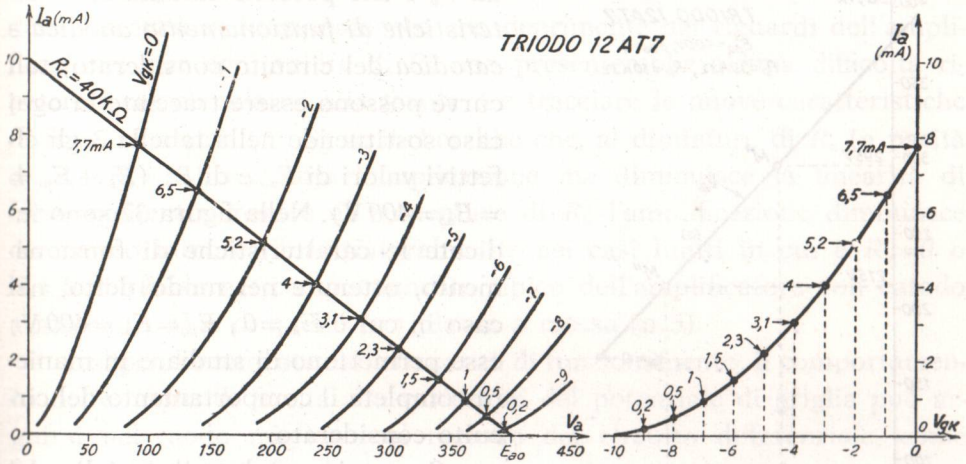


Fig. 36 — Determinazione grafica della legge di dipendenza di I_a da V_{gk} nel circuito della figura 35.

V_{gk}	I_a	$I_a R_k$	$I_a R_p$	V_k	V_a	V_g
0	$7{,}7 \cdot 10^{-3}$	77	231	$77 - E_{no}$	$E_{po} - 231$	$77 - E_{no}$
−1	$6{,}5 \cdot 10^{-3}$	65	195	$65 - E_{no}$	$E_{po} - 195$	$64 - E_{no}$
−2	$5{,}2 \cdot 10^{-3}$	52	156	$52 - E_{no}$	$E_{po} - 156$	$50 - E_{no}$
−3	$4 \cdot 10^{-3}$	40	120	$40 - E_{no}$	$E_{po} - 120$	$37 - E_{no}$
−4	$3{,}1 \cdot 10^{-3}$	31	93	$31 - E_{no}$	$E_{po} - 93$	$27 - E_{no}$
−5	$2{,}3 \cdot 10^{-3}$	23	69	$23 - E_{no}$	$E_{po} - 69$	$18 - E_{no}$
−6	$1{,}5 \cdot 10^{-3}$	15	45	$15 - E_{no}$	$E_{po} - 45$	$9 - E_{no}$
−7	$1 \cdot 10^{-3}$	10	30	$10 - E_{no}$	$E_{po} - 30$	$3 - E_{no}$
−8	$0{,}5 \cdot 10^{-3}$	5	15	$5 - E_{no}$	$E_{po} - 15$	$-3 - E_{no}$
−9	$0{,}2 \cdot 10^{-3}$	2	6	$2 - E_{no}$	$E_{po} - 6$	$-7 - E_{no}$

TAV. 3 — Determinazione dei valori numerici di V_k, V_a, V_g.

corrispondenti dei potenziali V_g, V_k e V_a e si possono così desumere le relazioni intercorrenti fra V_a e V_g e fra V_k e V_g: nella tabella 3 sono riportati i valori delle terne di V_k, V_a, V_g ottenuti sostituendo nelle formule (1) e (2) i valori di V_{gk} e di I_a (indicati nelle due prime colonne) corrispondenti ai punti d'intersezione della retta di carico con le caratteristiche della figura 36 ed ammettendo che sia $R_p = 30\,\text{k}\Omega$, $R_k = 10\,\text{k}\Omega$. Se in un sistema cartesiano si riportano in ascisse i valori di V_g ed in ordinate i corrispondenti valori di V_k e V_a si ottengono due curve che esprimono la dipendenza di V_k e V_a da V_g e che possono chiamarsi *caratteristiche di funzionamento anodica e catodica* del circuito considerato; tali curve possono essere tracciate in ogni caso sostituendo nella tabella 3 gli effettivi valori di E_{po} e di E_{no} ($E_{po} + E_{no} = E_{ao} = 400\,\text{V}$). Nella figura 37 sono indicate le caratteristiche di funzionamento, ottenute nel modo detto, nel caso in cui è $E_{no} = 0$, $E_{po} = E_{ao} = 400\,\text{V}$; esse permettono di studiare in maniera completa il comportamento del circuito considerato.

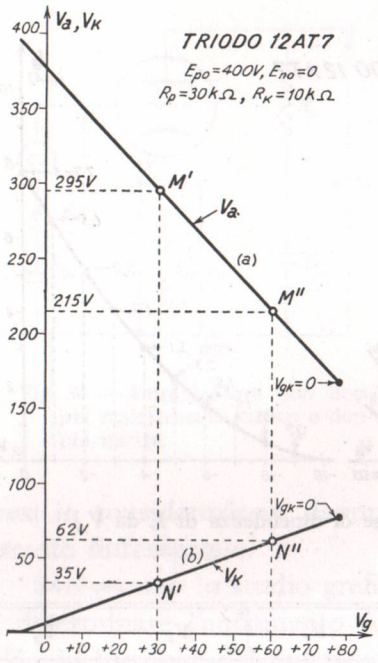


Fig. 37 — Caratteristiche di funzionamento, anodica (*a*) e catodica (*b*), del circuito della fig. 35 quando è $E_{no} = 0$, $E_{po} = 400\,\text{V}$.

Supponiamo che alla griglia del circuito considerato sia assegnato il potenziale $+30\,\text{V}$; il funzionamento del circuito è allora caratterizzato dai punti M' ed N' sulle due curve della figura 37, a cui corrispondono i potenziali $V_a = 295\,\text{V}$, $V_k = 35\,\text{V}$. Se il potenziale di griglia *aumenta* della quantità $\Delta V_g = 30\,\text{V}$ divenendo $60\,\text{V}$, il potenziale anodico diviene $215\,\text{V}$ (punto M'') *subendo una diminuzione* $\Delta V_a = -80\,\text{V}$, mentre il potenziale catodico diviene $62\,\text{V}$ (punto N'') *subendo un aumento* $\Delta V_k = 27\,\text{V}$; la variazione del potenziale di griglia viene dunque trasferita con piccola diminuzione ($\Delta V_k = 0{,}9\,\Delta V_g$) al potenziale catodico, mentre produce una variazione amplificata (appena $80/30 = 2{,}7$ volte) e cambiata di segno del potenziale anodico. Ne deduciamo che il comportamento del circuito considerato è, come avevamo

premesso, simile a quello di un amplificatore ad uscita anodica per quanto riguarda le variazioni del potenziale anodico, mentre è simile a quello di un trasferitore catodico per quello che riguarda il potenziale catodico. Nel comportamento come amplificatore ad uscita anodica c'è però di notevole da osservare la grande *linearità di funzionamento*, messa in luce dall'essere la caratteristica di funzionamento anodica praticamente rettilinea, e la *modesta amplificazione*; l'una e l'altra proprietà derivano dalla *reazione negativa* prodotta dalla presenza della resistenza R_k nel circuito catodico ([33]). A parità di E_{ao} e di $R_c = R_p + R_k$, se si modifica il valore di R_k varia la controreazione col suo effetto benefico nei riguardi della linearità di funzionamento, ma deprimente nei riguardi dell'amplificazione: per ogni valore di R_k non presenterebbe alcuna difficoltà ripetere i calcoli relativi alla tavola 3 e tracciare le nuove caratteristiche di funzionamento ([34]). Si verificherebbe che, al diminuire di R_k (a parità di $R_c = R_p + R_k$), aumenta l'amplicazione ma diminuisce la linearità di funzionamento, mentre all'aumentare di R_k l'amplificazione diminuisce divenendo minore di *1*. Naturalmente nei casi limiti in cui è $R_k = 0$ o $R_c = 0$ si ricade nel comportamento tipico dell'amplificatore con catodo a massa (n. 3) o di quello con placca a massa (n. 5).

Indipendentemente dalla linearità di funzionamento, il comportamento del circuito di fronte alle variazioni del potenziale di griglia può arguirsi nel modo migliore col metodo del circuito differenziale, come faremo nel paragrafo seguente.

A scopo di esercizio, determineremo le caratteristiche di funzionamento del circuito di figura 35 con $E_{ao} = 400$ V, $R_c = 40$ kΩ, nell'ipotesi che sia $E_{po} = E_{no} = E_{ao}/2$, $R_p = R_k = R_c/2$. In queste condizioni le formule (1) e (2) divengono:

$$(3) \qquad V_a = \frac{E_{ao}}{2} - \frac{R_c}{2} I_a = 20\,(10 - 10^3 I_a)\ ,$$

$$(4) \qquad V_k = \frac{R_c}{2} I_a - \frac{E_{ao}}{2} = -V_a\ ,$$

$$(5) \qquad V_g = V_{gk} + V_k\ ;$$

([33]) - Si tratta di quel tipo di *reazione a comando di corrente* che nel Vol. I (Cap. XIII, nn. 8-9) abbiamo chiamato *degenerazione catodica*).

([34]) - Un esempio è contenuto nell'esercizio svolto alla fine del paragrafo.

operando come si è fatto dianzi, si sostituiscono in queste formule i valori

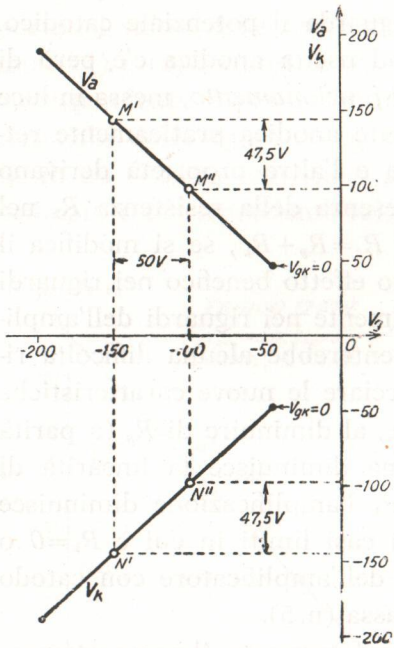


Fig. 38 — Caratteristiche di funzionamento, anodica e catodica, del circuito della fig. 35 nelle condizioni $E_{po}=E_{no}=200$ V, $R_p=20$ kΩ.

TAV. 4 — Valori di V_a, V_k, V_g.

V_{gk}	I_a(mA)	V_a	V_k	V_g
0	7,7	46	− 46	− 46
−1	6,5	70	− 70	− 71
−2	5,2	96	− 96	− 98
−3	4	120	−120	−123
−4	3,1	138	−138	−142
−5	2,3	154	−154	−159
−6	1,5	170	−170	−176
−7	1	180	−180	−187
−8	0,5	190	−190	−198
−9	0,2	196	−196	−205

di V_{gk} e di I_a dedotti dalla figura 35 e si ottiene così la tavola 4. Riportando in un sistema cartesiano i valori di V_k in ascisse ed in ordinate i corrispondenti valori di V_a e V_k, si ottengono le caratteristiche di funzionamento, anodica e catodica, indicate nella figura 38: esse sono perfettamente lineari e simmetriche fra loro (rispetto al potenziale zero). Dalle due caratteristiche appare ad una variazione di *50* volt (da *−150* a *100* V) del potenziale della griglia corrispondono due variazioni, rispettivamente in aumento ed in diminuzione, di *47,5* volt dei potenziali del catodo e della placca.

10. — Studio dell'amplificatore a doppia uscita col metodo del circuito differenziale.

Finchè il comportamento del tubo può considerarsi lineare, lo studio dell'amplificatore con doppia resistenza di carico, introdotto nel numero precedente, può essere compiuto col metodo del circuito differenziale.

Consideriamo allora il circuito della figura 34, ripetuto nella figura 39 *a*): stabilite opportunamente le condizioni di riposo, ci proponiamo di determinare la relazione che intercorre fra le variazioni e_a, e_k dei potenziali di placca e di catodo dai valori di riposo e la variazione del potenziale di griglia dal valore di riposo provocata dal segnale d'ingresso e_i, coincidente con la f. e. m. e_s del generatore del segnale. Per questo

consideriamo il circuito differenziale indicato nella figura 39 *b*), ottenuto sostituendo al tubo il suo generatore differenziale equivalente ed agli alimentatori dei cortocircuiti. La f. e. m. del generatore è $\mu \Delta V_{gk}$, essendo

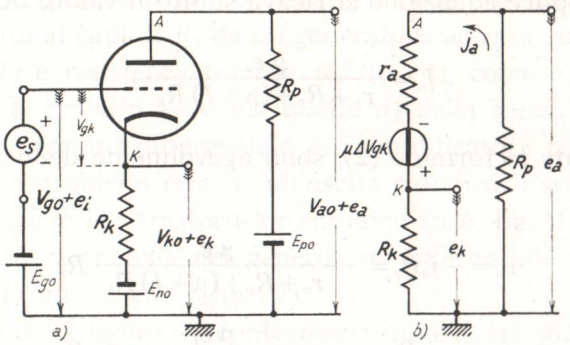


Fig. 39 — Amplificatore con doppia resistenza di carico e suo circuito differenziale.

ΔV_{gk} la variazione dal valore di riposo della tensione di griglia, $v_{gk}=v_g-v_k$, conseguente alla variazione del potenziale di griglia prodotta dal segnale d'ingresso e_i; il valore di ΔV_{gk} è manifestamente:

$$(1) \qquad \Delta V_{gk}=e_i-e_k \ .$$

Poichè e_k non è noto, il circuito *b*) della figura 39 non consente di ricavare direttamente il valore di j_a e, conseguentemente, i valori di:

$$(2) \qquad e_k=R_k j_a \quad , \quad e_a=-R_p j_a \ ;$$

è però possibile, risolvendo una semplice equazione, arrivare egualmente alla soluzione del problema. Per questo applichiamo la legge di Ohm al circuito della figura 39 *b*); si ha manifestamente:

$$(3) \qquad R_k j_a+R_p j_a+r_a j_a=\mu \Delta V_{gk} \ .$$

Ma per la formula (1) e la prima delle formule (2) si ha:

$$(4) \qquad \Delta V_{gk}=e_i-e_k=e_i-R_k j_a \ ,$$

e pertanto la (3) può scriversi:

$$(5) \qquad R_k j_a+R_p j_a+r_a j_a=\mu e_i-\mu R_k j_a \ ,$$

da cui si deduce:

$$(6) \qquad [(\mu+1)R_k+R_p+r_a]\, j_a=\mu e_i \ .$$

Da questa semplice equazione si ricava subito il valore della corrente j_a:

$$(7) \qquad j_a=\frac{\mu e_i}{r_a+R_p+(\mu+1)R_k} ,$$

da cui, mediante le formule (2), sono agevolmente deducibili i valori di e_a ed e_k:

$$(8) \qquad e_a=-j_aR_p=-\frac{\mu e_i}{r_a+R_p+(\mu+1)R_k}R_p ,$$

$$(9) \qquad e_k=\ j_aR_k=\ \frac{\mu e_i}{r_a+R_p+(\mu+1)R_k}R_k \ .$$

Le formule (8) e (9) si sogliono mettere in una forma leggermente diversa che si presta ad un'interessante interpretazione circuitale; precisamente, la (8) si scrive:

$$(10) \qquad e_a=-\frac{\mu e_i}{R_a'+R_p}R_p=-\frac{\mu e_i}{\frac{R_a'}{R_p}+1} ,$$

dove si è posto:

$$(11) \qquad R_a'=r_a+(\mu+1)R_k \ .$$

La tensione e_a, espressa dalla (10), si può interpretare come la tensione prodotta ai capi di R_p da un generatore ad essa collegato, avente f.e.m. μe_i e resistenza R_a'; la figura 40 *a*) mostra il circuito che ne risulta, che può considerarsi come il circuito differenziale dell'amplificatore, agli effetti dell'uscita anodica. Esso differisce dal circuito differenziale di un amplificatore con catodo a massa a vuoto (n. 4, fig. 12*b*) unicamente perchè la resistenza interna del generatore differenziale è $R_a'=r_a+(\mu+1)R_k$ invece che semplicemente r_a.

La formula (9) può trasformarsi convenientemente dividendo numeratore e denominatore per $\mu+1$; essa, allora, diviene:

$$(12) \qquad e_k=\frac{\frac{\mu}{\mu+1}e_i}{\frac{r_a+R_p}{\mu+1}+R_k}R_k=\frac{\frac{\mu}{\mu+1}e_i}{\frac{R_a''}{\mu+1}+R_k}R_k ,$$

dove si è posto:

$$(13) \qquad R_a'' = r_a + R_p \ .$$

La tensione e_k, espressa dalla formula (12), può interpretarsi come la tensione prodotta ai capi di R_k da un generatore ad essa collegato, avente f.e.m. $\mu e_i/(\mu+1)$ e resistenza interna $R_a''/(\mu+1)$, come è indicato nella figura 40 *b*). Tale circuito — come quello *a*) della stessa figura — può considerarsi un circuito differenziale dell'amplificatore considerato, utile per risolvere i problemi relativi all'uscita catodica. Esso differisce dal circuito differenziale del trasferitore catodico (n. 6, fig. 21 *c*) unicamente perchè la resistenza interna del generatore differenziale è $R_a''/(\mu+1) = (r_a+R_p)/(\mu+1)$ invece che $r_a/(\mu+1)$.

Gli schemi della figura 40 confermano quanto era già stato arguito dallo studio grafico circa la sostanziale analogia del circuito che abbiamo in esame con un amplificatore con catodo a massa, nei riguardi dell'uscita anodica e con un trasferitore catodico nei riguardi dell'uscita catodica; essi però permettono di precisare che il generatore differenziale equivalente del tubo ha, per entrambe le uscite, resistenza interna più grande di quella che si ha negli amplificatori con catodo a massa e con la placca a massa. Se, quindi, ai morsetti dell'uscita anodica od ai morsetti dell'uscita catodica è collegato un bipolo utilizzatore, il comportamento generale è ancora sostanzialmente quello medesimo di un amplificatore con catodo a massa (n. 4) o di un trasferitore catodico (n. 6), ma la resistenza interna del generatore equivalente è più grande.

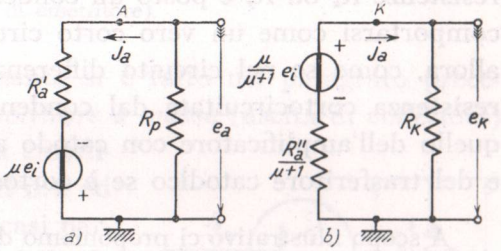


Fig. 40 — Circuiti differenziali dell'amplificatore con doppia resistenza di carico, sfruttabili il primo per l'uscita anodica ed il secondo per l'uscita catodica: $R_a' = r_a + (\mu+1) R_k$, $R_a'' = r_a + R_p$.

Un caso particolare importante dell'amplificatore a doppia uscita è quello in cui è $R_p = R_k$. I due segnali d'uscita, $e_a = -j_a R_p$, $e_k = j_a R_k$, sono allora manifestamente uguali e di segno opposto: le loro espressioni possono ricavarsi dalle formule (8) e (9) ponendo $R_k = R_p$ e risultano:

$$(14) \qquad e_a = -e_k = -\frac{\mu e_i}{r_a + (\mu+2) R_p} R_p = -\frac{\mu e_i}{(\mu+2) + r_a/R_p} .$$

I due segnali d'uscita sono sempre inferiori a quello d'ingresso perchè il denominatore dell'ultima frazione è maggiore di μ; se, però, r_a/R_p è sufficientemente piccolo rispetto a $\mu+2$, la formula precedente diviene:

$$(15) \qquad e_a = -e_k \cong -\frac{\mu}{\mu+2}\, e_i \,,$$

ed i segnali d'uscita sono appena inferiori a quello d'entrata. L'amplificatore considerato viene spesso adoperato in queste condizioni per ottenere, da un unico segnale d'ingresso, due segnali uguali e di segno opposto ed in tale applicazione viene chiamato *invertitore di fase* (a degenerazione catodica) o *amplificatore bifase*; data la grande linearità di funzionamento (messa in luce dallo studio grafico del numero precedente) l'amplificatore può operare con segnali anche molto ampi senza che nascano apprezzabili distorsioni.

Altri casi particolari interessanti sono quelli in cui in parallelo alle resistenze R_k od R_p è posto un condensatore di capacità così grande da comportarsi come un vero corto circuito per i segnali. Tutto avviene, allora, come se nel circuito differenziale della figura 39 *b*) sparisse la resistenza cortocircuitata dal condensatore: il comportamento diviene quello dell'amplificatore con catodo a massa se è cortocircuitata R_k ([35]) e del trasferitore catodico se è cortocircuitata R_c.

A scopo illustrativo ci proponiamo di calcolare un *amplificatore bifase* da attuarsi con un triodo *12AX7*, operante nelle condizioni $V_{ako}=100$ V, $V_{gko}=-1$ V, $I_{ao}=0{,}5$ mA, a cui corrisponde $\mu=100$, $r_a=80$ kΩ; è disponibile un solo alimentatore che fornisce una tensione positiva $E_{po}=E_{ao}=250$ V ($E_{no}=0$). Affinchè la differenza di potenziale fra placca e catodo risulti $V_{ako}=100$ V, le due resistenze di carico dovranno produrre complessivamente una caduta di potenziale di *150* V ed essendo uguali fra loro, ciascuna dovrà provocare una caduta di potenziale di *75* V con la corrente $I_{ao}=0{,}5\cdot 10^{-3}$ A; dovrà pertanto essere $R_p=R_k=75/(0{,}5\cdot 10^{-3})=150\cdot 10^3\ \Omega$. Essendo $E_{no}=0$, il catodo si troverà ad un potenziale positivo $V_{ko}=75$ V e pertanto alla griglia dovrà essere assegnato un potenziale di riposo $V_{go}=74$ V (ottenibile dall'alimentatore anodico stesso) onde risulti $V_{gko}=V_{go}-V_{ko}=-1$ V.

Il calcolo delle tensioni di uscita nelle condizioni imposte si compie con la formula (14) e fornisce il seguente risultato:

$$e_a = -e_k = -\frac{100\, e_i}{\dfrac{80\cdot 10^3}{150\cdot 10^3}+102} = -\frac{100\, e_i}{102{,}5} \cong -0{,}98\, e_i \,.$$

([35]) - Appartiene manifestamente a questa categoria l'ordinario amplificatore a resistenza con gruppo di polarizzazione catodico $R_k C_k$ (Vol. I: Cap. X, n. 13, fig. 42; Cap. XIII, n. 9, fig. 24). Su questo argomento torneremo nel n. 7 del Cap. V.

11. — Amplificatori a transistori con uscita dal collettore e dall'emettitore: studio grafico.

Dopo lo studio dei vari amplificatori a tubi fatto fino ad ora ci proponiamo di esaminare i medesimi circuiti attuati con transistori. Osser-

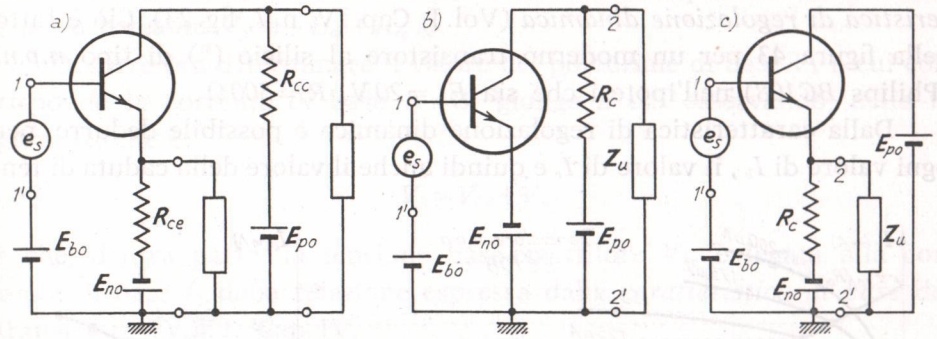


Fig. 41 — Amplificatore a transistori con doppia uscita (*a*) e suoi casi particolari: *b*) amplificatore con emettitore a massa; *c*) amplificatore con collettore a massa (trasferitore di emettitore).

viamo intanto, in analogia con quanto si è fatto nel paragrafo precedente, che gli amplificatori *con emettitore a massa* (uscita di collettore) e *con collettore a massa* (uscita di emettitore) — presi in considerazione nel n. 2 ed indicati nella figura 6*a, b*) — sono casi particolari del più generale circuito della figura 41 *a*) ([36]); il primo corrisponde ad $R_{ce}=0$ (fig. 41 *b*), il secondo ad $R_{cc}=0$ (fig. 41 *c*). Esperti, ormai, dei metodi di lavoro usati per i tubi, potremo direttamente intrapprendere lo studio del circuito generale, applicandone poi i risultati ai due casi particolari.

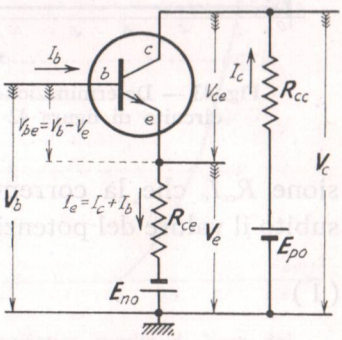


Fig. 42 — Transistore con due resistenze in serie: potenziali e differenze di potenziale degli elettrodi.

In analogia con quanto si è fatto per i tubi, inizieremo lo studio determinando per via grafica la legge di dipendenza dei potenziali di collettore e di emettitore dal potenziale di base nel circuito della figura 42 da cui quello della figura 41 *a*) deriva. Osserviamo che il transi-

([36]) - Uno schema analogo, ma con gli alimentatori di segno opposto, si ha nel caso dei transistori *p.n.p.*

store ha complessivamente in serie la resistenza $R_c = R_{cc} + R_{ce}$ e la tensione continua $E_{ao} = E_{po} + E_{no}$; si può pertanto determinare la relazione fra la corrente di collettore I_c e la corrente di base I_b tracciando sulle caratteristiche di collettore del transistore la retta di carico corrispondenti ad E_{ao} e ad R_c e deducendo da questa, con noto metodo, la relativa *caratteristica di regolazione dinamica* (Vol. I, Cap. IV, n. 7, fig. 23). Ciò è fatto nella figura 43 per un moderno transistore al silicio ([37]) di tipo *n.p.n.* (Philips *BC108*) nell'ipotesi che sia $E_{ao} = 20$ V, $R_c = 500\ \Omega$.

Dalla caratteristica di regolazione dinamica è possibile dedurre, per ogni valore di I_b, il valore di I_c e quindi anche il valore della caduta di ten-

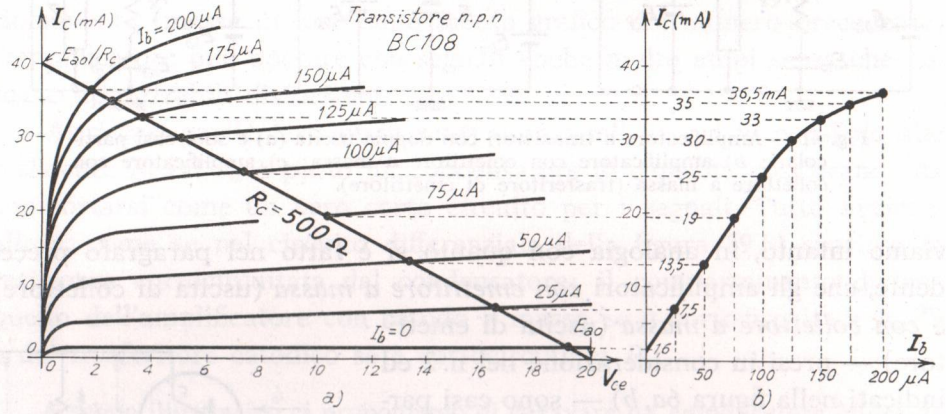


Fig. 43 — Determinazione grafica della legge di dipendenza di I_c da I_b nel circuito di figura 42 (Transistore *BC108*, $E_{ao} = 20$ V, $R_c = R_{cc} + R_{ce} = 500\ \Omega$).

sione $R_{cc} I_c$ che la corrente provoca in R_{cc}; è così possibile desumere subito il valore del potenziale di collettore mediante la relazione evidente:

$$(1) \qquad V_c = E_{po} - R_{cc} I_c \ .$$

Nello stesso modo si può calcolare il potenziale V_e dell'emettitore: occorre però osservare che la corrente di emettitore I_e, che percorre la resistenza R_{ce}, è la somma della corrente di collettore I_c e della corrente di base I_b, $I_e = I_c + I_b$. Pertanto, per ogni coppia di valori di I_c ed I_b de-

([37]) - La tecnica moderna — specialmente per le applicazioni inerenti alla materia trattata nel presente volume — si sta orientando sempre più verso l'uso di transistori al silicio, più stabili e meno sensibili alla temperatura che non quelli al germanio. I transistori al silicio vengono prodotti prevalentemente nel tipo *n.p.n.*

dotti dalla curva *b*) della figura 43, si ottiene, in maniera evidente:

$$(2) \qquad V_e = -E_{no} + R_{ce} I_c = -E_{no} + R_{ce} (I_c + I_b) \ ;$$

nell'esempio pratico considerato nella figura 43 I_b è così piccola di fronte ad I_c che la corrente di emettitore I_e non differisce apprezzabilmente da I_c e si ha pertanto $V_e \cong -E_{no} + R_{ce} I_c$.

Occorre ora determinare il valore del potenziale di base V_b a cui corrisponde la corrente di base I_b. Si giunge a ciò osservando, nella figura 42, che è:

$$(3) \qquad V_b = V_{be} + V_e$$

e che, d'altra parte, la tensione base-emettitore V_{be} è legata alla corrente di base I_b dalla relazione espressa dalla *caratteristica di base* del transistore (Vol. I, Cap. IV, n. 3, fig. 11), riportata nella figura 44. È così possibile, per ogni valore di I_b determinare il valore di V_{be} ed il corrispondente valore del potenziale V_b.

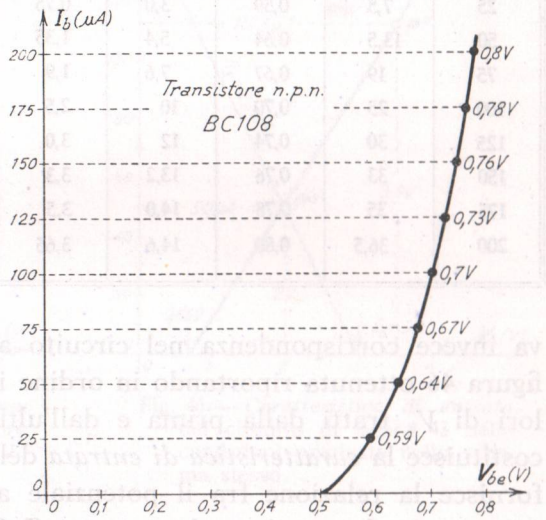


Fig. 44 — Caratteristica media di base del transistore *BC108*.

In tal modo, per ogni valore di I_b, si può ottenere una terna di valori corrispondenti dei potenziali V_b, V_e e V_c e si possono così determinare le relazioni intercorrenti fra i potenziali d'uscita V_e e V_c ed il potenziale impresso alla base V_b: nella tabella 5 sono riportati i valori delle terne di V_c, V_e, V_b ottenuti sostituendo nelle formule (1), (2) e (3) i valori di I_b ed I_c (prime due colonne) corrispondenti ai punti di intersezione della retta di carico con le caratteristiche della figura 43 ed i valori di V_{be} dedotti dalla curva della figura 44 per i medesimi valori di I_b; si è supposto che le due resistenze che formano la $R_c = 500\ \Omega$ abbiano i valori $R_{ce} = 400\ \Omega$, $R_{ce} = 100\ \Omega$. Se in un sistema cartesiano si riportano in ascisse i valori di V_b ed in ordinate i corrispondenti valori di V_c e V_e

si ottengono due curve che esprimono la dipendenza di V_c e V_e da V_b e che possono chiamarsi *caratteristiche di funzionamento di collettore e di emettitore* del circuito considerato; tali curve possono essere tracciate in ogni caso sostituendo nella Tav. 5 gli effettivi valori di E_{po} e di E_{no}. Nella figura 45 sono indicate le *caratteristiche di funzionamento*, ottenute nel modo detto, nel caso in cui è $E_{po}=E_{ao}=20\,\text{V}$, $E_{no}=0$; esse sono dello stesso tipo delle caratteristiche di funzionamento anodica e catodica dell'analogo circuito a tubi e, come queste, consentono di studiare nel modo più evidente il comportamento del circuito. Non tro-

TAV. 5 — Determinazione di V_c, V_e, V_b.

I_b (μA)	I_c (mA)	V_{be} (V)	$I_c R_{cc}$ (V)	$I_e R_{ce}$ (V)	V_c (V)	V_e (V)	V_b (V)
0	1,6	0,5	0,64	0,16	$E_{po}-0,64$	$0,16-E_{no}$	$0,66-E_{no}$
25	7,5	0,59	3,0	0,75	$E_{po}-3$	$0,75-E_{no}$	$1,34-E_{no}$
50	13,5	0,64	5,4	1,35	$E_{po}-5,4$	$1,35-E_{no}$	$2-E_{no}$
75	19	0,67	7,6	1,9	$E_{po}-7,6$	$1,9-E_{no}$	$2,6-E_{no}$
100	25	0,70	10	2,5	$E_{po}-10$	$2,5-E_{no}$	$3,2-E_{no}$
125	30	0,74	12	3,0	$E_{po}-12$	$3-E_{no}$	$3,8-E_{no}$
150	33	0,76	13,2	3,3	$E_{po}-13,2$	$3,3-E_{no}$	$4,1-E_{no}$
175	35	0,78	14,0	3,5	$E_{po}-14$	$3,5-E_{no}$	$4,3-E_{no}$
200	36,5	0,80	14,6	3,65	$E_{po}-14,6$	$3,65-E_{no}$	$4,5-E_{no}$

va invece corrispondenza nel circuito a tubi la curva riportata nella figura 46 ottenuta riportando in ordine i valori di I_b ed in ascisse i valori di V_b tratti dalla prima e dall'ultima colonna della Tav. 5: essa costituisce la *caratteristica di entrata* del dispositivo studiato, in quanto fornisce la relazione fra il potenziale applicato dall'esterno, V_b, e la corrente I_b che corrispondentemente fluisce entro il circuito.

Supponiamo che alla base del transistore sia assegnato il potenziale di $2\,\text{V}$: il funzionamento del circuito è allora caratterizzato dai punti M' ed N' sulle due curve della figura 45 e dal punto P' sulla curva della figura 46; ad essi corrispondono i potenziali $V_c=14,5\,\text{V}$, $V_e=1,4\,\text{V}$ e la corrente d'ingresso $I_b=50\,\mu\text{A}$. Il potenziale $V_b=2\,\text{V}$ deriva dall'applicazione ai morsetti d'ingresso del circuito di un generatore esterno: nella figura 46 è indicato l'esempio di un generatore avente f.e.m. $E_s=3\,\text{V}$ e resistenza interna $R_s=20\,\text{k}\Omega$; è facile verificare che la retta di carico

corrispondente (38) passa esattamente per il punto P'.

Supponiamo ora che il potenziale della base *aumenti* della quantità $\Delta V_b = 1{,}5$ V divenendo $3{,}5$ V: la corrente di entrata I_b diviene $112{,}5\ \mu A$ (punto P'' nella fig. 46) subendo un aumento $\Delta I_b = 62{,}5\ \mu A$. La linearità della caratteristica d'ingresso fra i punti P' e P'' ci autorizza allora a considerare il comportamento del circuito d'ingresso analogo a quello di

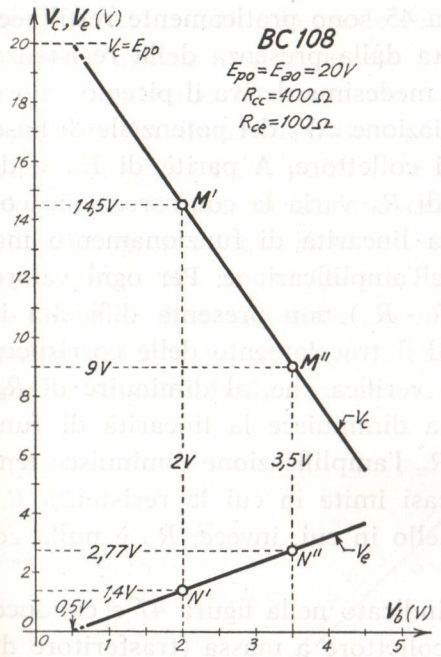


Fig. 45 — *Caratteristiche di funzionamento* di collettore e di emettitore del circuito di figura 43 ($E_{po} = 20$ V, $E_{no} = 0$; $R_{cc} = 400\ \Omega$, $R_{ce} = 100\ \Omega$).

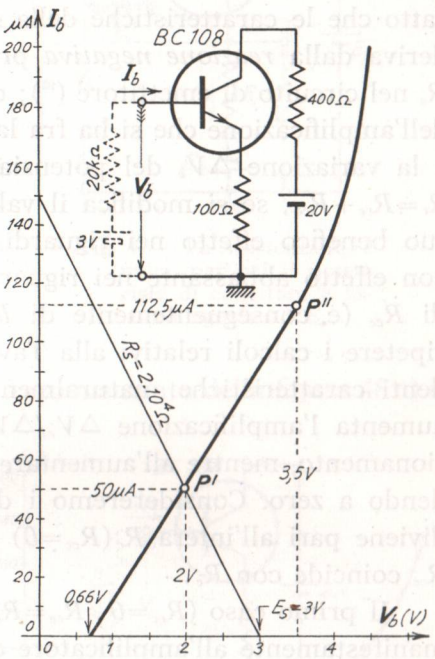


Fig. 46 — *Caratteristica di entrata* del circuito di figura 43 nelle condizioni precisate nello schema stesso.

una resistenza $R_i = \Delta V_b / \Delta I_b = 24 \cdot 10^3\ \Omega$ (*resistenza differenziale d'ingresso* del circuito). Dalle curve della figura 45 si vede che in conseguenza dell'aumento di V_b, il potenziale di collettore diviene 9 V (punto M'') *subendo una diminuzione* $\Delta V_c = 5{,}5$ V, mentre il potenziale di emettitore diviene $2{,}75$ V (punto N'') *subendo un aumento* $\Delta V_e = 1{,}35$ V. La variazione del potenziale di base viene dunque trasferita con modesta atte-

(38) - In realtà essa è la *caratteristica esterna* del generatore avente f.e.m. $E_s = 3$ V e corrente di corto circuito $E_s/R_s = 150\ \mu A$ (Vol. I, Cap. IV, n. 10, fig. 27).

nuazione ($\Delta V_e = 0{,}9 \Delta V_b$) al potenziale di emettitore, mentre produce una variazione amplificata (appena $5{,}5/1{,}5 \cong 3{,}7$ volte) e cambiata di segno del potenziale di collettore. Ne deduciamo che il comportamento del circuito considerato è del tutto simile a quello del circuito corrispondente a tubo (figg. 35, 37), a parte naturalmente l'esistenza della corrente di ingresso I_b che nel circuito a tubo è praticamente nulla.

La grande linearità di funzionamento del circuito, messo in luce dal fatto che le caratteristiche della figura 45 sono praticamente rettilinee, deriva dalla *reazione negativa* prodotta dalla presenza della resistenza R_e nel circuito di emettitore ([93]); dalla medesima deriva il piccolo valore dell'amplificazione che si ha fra la variazione ΔV_b del potenziale di base e la variazione ΔV_c del potenziale di collettore. A parità di E_{ao} e di $R_c = R_{ce} + R_{cc}$, se si modifica il valore di R_{ce} varia la controreazione col suo benefico effetto nei riguardi della linearità di funzionamento ma con effetto abbassante nei riguardi dell'amplificazione. Per ogni valore di R_{ce} (e conseguentemente di $R_{cc} = R_c - R_{ce}$) non presenta difficoltà il ripetere i calcoli relativi alla Tav. 5 ed il tracciamento delle corrispondenti caratteristiche: naturalmente si verifica che, al diminuire di R_{ce} aumenta l'amplificazione $\Delta V_c / \Delta V_b$ ma diminuisce la linearità di funzionamento, mentre all'aumentare di R_{ce} l'amplificazione diminuisce tendendo a zero. Considereremo i due casi imite in cui la resistenza R_{ce} diviene pari all'intera R_c ($R_{cc} = 0$) e quello in cui, invece, R_{ce} è nulla ed R_{cc} coincide con R_c.

Il primo caso ($R_{cc} = 0$, $R_{ce} = R_c$) è indicato nella figura 47 e conduce manifestamente all'amplificatore con collettore a massa (trasferitore di emettitore) della figura 41 *b*). Per esso il potenziale di collettore è costante, $V_c = E_{po}$, per cui la caratteristica di funzionamento di collettore della figura 45 diviene parallela all'asse delle ascisse, mentre la *caratteristica di funzionamento di emettitore* diviene quella indicata nella figura 48 *a*), molto prossima alla semiretta inclinata di 45° e passante per l'origine, che corrisponderebbe al caso ideale $V_e = V_b$; nella figura 48 *b*) è poi indicata la relazione fra la corrente d'ingresso I_b ed il potenziale d'ingresso V_b (*caratteristica d'ingresso* del circuito).

Supponiamo che alla base del transistore sia assegnato il potenziale $V_b = 6$ V (per esempio mediante applicazione ai morsetti d'ingresso di

---

([39]) - È la reazione negativa *a comando di corrente* che nel Vol. I (Cap. XIII, n. 9) abbiamo chiamato *degenerazione di emettitore.*

un generatore di f.e.m. *12* V e resistenza interna *100* kΩ, come è indicato nella figura 48 *b*): il funzionamento del circuito è allora caratterizzato dai punti *M'* (fig. 48 *a*) e *P'* (fig. 48 *b*) a cui corrispondono il potenziale di uscita $V_e = 5{,}5$ V e la corrente d'ingresso $I_b = 40\ \mu A$. Supponiamo, poi, che il potenziale della base aumenti della quantità $\Delta V_b = 6$ V, divenendo *12* V: la corrente di entrata diviene *90* μA (punto *P''*) subendo un aumento $\Delta I_b = 50\ \mu A$. La linearità della caratteristica d'ingresso fra i punti *P'* e *P''* ci rivela che il comportamento del circuito d'ingresso è quello stesso di una resistenza $R_i = \Delta V_b / \Delta I_b = 6/50 \cdot 10^{-6} = 12 \cdot 10^4\ \Omega$, ben maggiore quindi di quella riscontrata nel circuito della figura 14 (fig. 46). Dalla caratteristica di funzionamento della figura 48 *a*) si

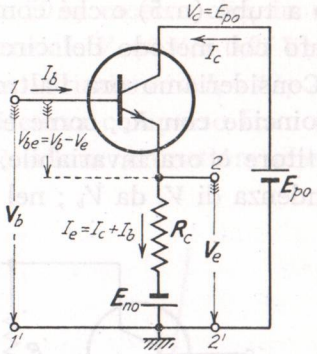


Fig. 47 — La resistenza R_{cc} è nulla, per cui il potenziale di collettore è fisso ed uguale ad E_{po}.

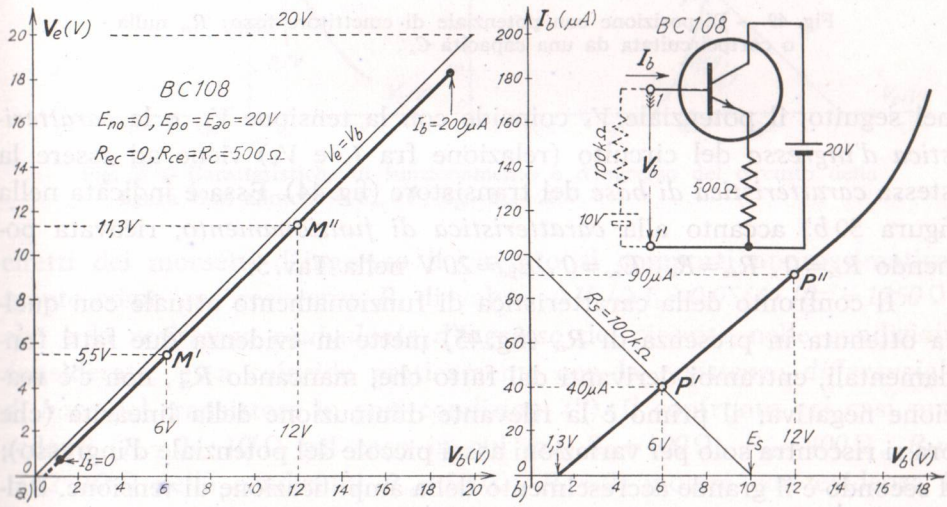


Fig. 48 — Caratteristiche di funzionamento e d'ingresso del circuito della figura 47 ($E_{no}=0$, $E_{po}=E_{ao}=20$ V).

vede che in conseguenza dell'aumento di V_b, $\Delta V_b = 6$ V, il potenziale di emettitore diviene *11,3* V (punto *M''*) subendo un aumento $\Delta V_e = 11{,}3 - 5{,}5 = 5{,}8$ V pari a circa $0{,}97\,\Delta V_b$. Appare chiaramente da ciò che *la varia-*

zione ΔV_b *del potenziale d'ingresso viene trasferito al potenziale di uscita* V_c *quasi integralmente*, e cioè con lo stesso segno e con attenuazione irrisoria: è la medesima proprietà che abbiamo riscontrata nell'analogo circuito a tubo (n. 5) e che confermeremo analiticamente nel prossimo paragrafo col metodo del circuito differenziale.

Consideriamo ora l'altro caso limite: quello in cui è nulla R_{ce} ed R_{cc} coincide con R_c, come è indicato nella figura 49 *a*). Il potenziale di emettitore è ora invariabile, così che interessa soltanto determinare la dipendenza di V_c da V_b ; nel caso poi in cui è $E_{no}=0$, a cui ci riferiremo

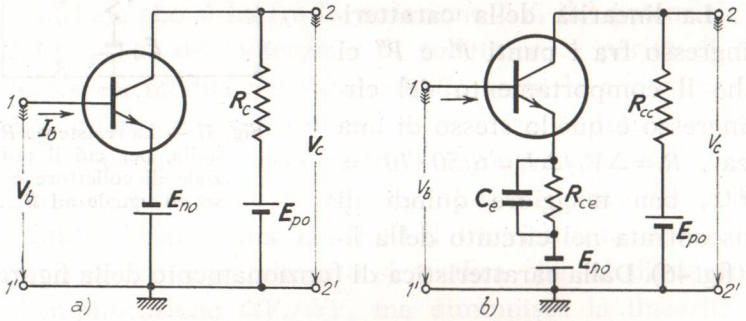


Fig. 49 — Disposizione con potenziale di emettitore fisso: R_{ce} nulla o cortocircuitata da una capacità C_e.

nel seguito, il potenziale V_b coincide con la tensione V_{be} e la *caratteristica d'ingresso* del circuito (relazione fra I_b e V_b) viene ad essere la stessa *caratteristica di base* del transistore (fig. 44). Essa è indicata nella figura 50 *b*) accanto alla *caratteristica di funzionamento*, ricavata ponendo $R_{ce}=0$, $R_{cc}=R_c$, $E_{no}=0$, $E_{po}=20$ V nella Tav. 5.

Il confronto della caratteristica di funzionamento attuale con quella ottenuta in presenza di R_{ce} (fig. 45) mette in evidenza due fatti fondamentali, entrambi derivanti dal fatto che, mancando R_{ce}, non c'è reazione negativa: il primo è la rilevante diminuzione della linearità (che ora si riscontra solo per variazioni assai piccole del potenziale d'ingresso); il secondo è il grande accrescimento della amplificazione di tensione. Dalla curva della figura 50 *a*) appare infatti che ad un *aumento* $\Delta V_b=0{,}05$ V del potenziale d'ingresso (relativo al passaggio di V_b da *0,65* V a *0,7* V) corrisponde una *diminuzione* del potenziale d'uscita $\Delta V_c=4{,}5$ V (dal valore *12* V al valore *7,5* V); la variazione del potenziale di base produce, dunque, una variazione del potenziale di collettore *amplificata ben 90 volte*

($\Delta V_c/\Delta V_b = 4{,}5/0{,}05 = 90$) *e cambiata di segno*, mentre nel caso del circuito della figura 45 ($R_{ce} = 400\,\Omega$, $R_{ce} = 100\,\Omega$) l'amplificazione era inferiore a *4*.

La caratteristica d'ingresso della figura 50 *b*) mostra che, in corrispondenza alla medesima variazione del potenziale V_b ($\Delta V_b = 0{,}05$ V; punti P', P'') la corrente d'ingresso subisce una variazione $\Delta I_b = 40\,\mu A$ (da *58 a 98* μA). Confondendo il breve tratto di curva compreso fra i punti P' e P'' con un segmento rettilineo, si può allora ammettere che agli

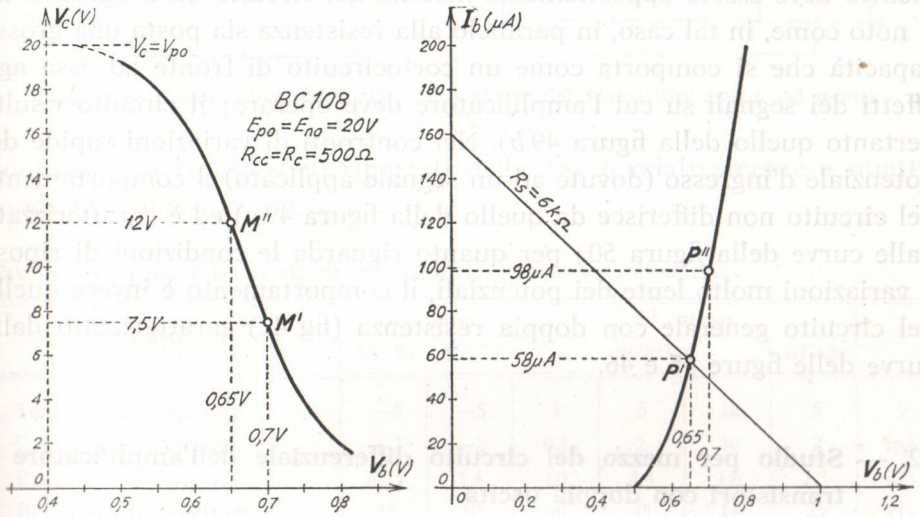


Fig. 50 — Caratteristiche di funzionamento e d'ingresso del circuito della figura 49 *a*) allorchè è $E_{no} = 0$, $E_{po} = E_{ao} = 20$ V.

effetti dei morsetti d'ingresso il circuito si comporti approssimativamente come una resistenza R_i di valore $\Delta V_b/\Delta I_b = 0{,}05/4 \cdot 10^{-5} = 1250\,\Omega$, che è la *resistenza equivalente d'ingresso* del circuito nelle condizioni considerate: essa coincide praticamente con la *resistenza differenziale di base* del transistore in pari condizioni ([40]). Il confronto coi casi precedenti ($R_i = 24 \cdot 10^3\,\Omega$ nel caso in cui era $R_{ce} = 100\,\Omega$, $R_{cc} = 400\,\Omega$; $R_i = 12 \cdot 10^4\,\Omega$ nelle condizioni $R_{ce} = 500\,\Omega$, $R_{cc} = 0$) mostra con evidenza il forte aumento di R_i prodotto dall'esistenza di una resistenza R_{ce} in serie all'emettitore; vedremo nel prossimo paragrafo, col metodo del cir-

([40]) - Ciò deriva dal fatto che la caratteristica d'ingresso nel caso in esame coincide con la caratteristica di base del transistore (fig. 44). Si riveda la definizione della resistenza differenziale di base nel Vol. I (Cap. IX, n. 8).

cuito differenziale, in che misura avvenga effettivamente il suddetto aumento.

Nello studio generale sul funzionamento dei transistori compiuto nel Vol. I (Cap. V, n. 14; Cap. XIII, n. 9) abbiamo visto che per migliorare la stabilità degli amplificatori a transistori di fronte alle variazioni di temperatura è sempre apportuno disporre in serie all'emettitore una resistenza (*resistenza di stabilizzazione*); essa è già implicita nei circuiti delle figure 42 e 47, che risultano pertanto automaticamente stabilizzati, mentre deve essere appositamente inserita nel circuito della figura 49 *a*). È noto come, in tal caso, in parallelo alla resistenza sia posta una grossa capacità che si comporta come un cortocircuito di fronte ad essa agli effetti dei segnali su cui l'amplificatore deve operare; il circuito risulta pertanto quello della figura 49 *b*). Nei confronti di variazioni rapide del potenziale d'ingresso (dovute ad un segnale applicato) il comportamento del circuito non differisce da quello della figura 49 *a*) ed è caratterizzato dalle curve della figura 50; per quanto riguarda le condizioni di riposo o variazioni molto lente dei potenziali, il comportamento è invece quello del circuito generale con doppia resistenza (fig. 42) caratterizzato dalle curve delle figure 45 e 46.

12. — Studio per mezzo del circuito differenziale dell'amplificatore a transistori con doppia uscita.

Finchè il comportamento del transistore può considerarsi lineare lo studio dell'amplificatore a doppia uscita introdotto nel paragrafo precedente può essere compiuto col metodo del circuito differenziale. Ricordiamo, a questo proposito, che, di fronte a piccole variazioni delle sue correnti e tensioni, un transistore si comporta come un quadripolo (Vol. I, Cap. IX, n. 10) avente lo schema indicato nella figura 51 ([41]). Ai morsetti d'ingresso il *quadripolo differenziale equivalente* del transistore presenta una resistenza r_b (*resistenza differenziale di base*); per quanto riguarda i morsetti d'uscita, esso si comporta, invece, come un generatore di resistenza r_c (*resistenza differenziale di collettore*) e corrente di

([41]) - Esso è uno schema semplificato ma sufficientemente corretto per tutti i casi pratici. Nel quadripolo è ignorato l'effetto interno di retroazione dal circuito di collettore al circuito di base: da un punto di vista circuitale questo si manifesta con l'introduzione in serie ad r_b di un generatore la cui f.e.m. è legata alla variazione e_c della tensione di collettore (si veda, in proposito, nel Vol. I, la fig. 36 del Cap. IX, n. 11).

cortocircuito βj_b, essendo j_b la variazione dal valore di riposo della corrente di base e β il *coefficiente di amplificazione di corrente*. I valori dei suddetti parametri differenziali (r_b, r_c, β) corrispondenti a particolari

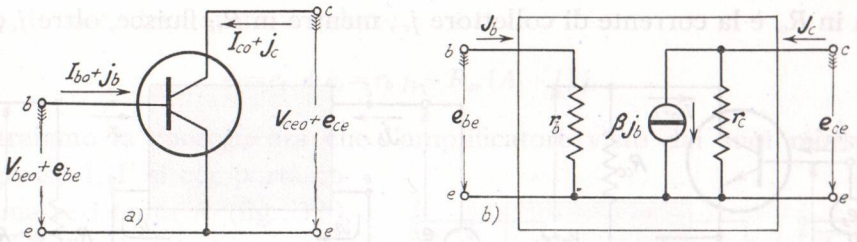


Fig. 51 — Quadripolo differenziale equivalente del transistore (*p-n-p* od *n-p-n*).

condizioni di riposo sono riportati nella Tav. 6 relativamente a quattro moderni transistori ([42]).

TAV. 6 — Dati numerici su alcuni transistori al germanio ed al silicio.

GRANDEZZE	*Ge*, *p-n-p*		*Si*, *n-p-n*				
	ASY26	*ASY27*	*BC108*			*BC109*	
Tensione di collettore	−5	−5	1	5	10	5	V
Corrente di collettore	−2	−2	0,1	2	10	2	mA
Res. diff. di base r_b	0,75	1,4	60	4,8	1,6	7,3	kΩ
Res. diff. di collettore r_c	15	10	90	45	14	25	kΩ
Coeff. amplif. di corrente β	50	90	210	300	340	500	

Consideriamo dunque l'amplificatore della figura 41 *a*), ripetuto nella figura 52 *a*) senza le impedenze di utilizzazione; a fianco (fig. 52 *b*) è riportato il corrispondente circuito differenziale, ottenuto sostituendo al transistore il suo quadripolo differenziale (fig. 51 *b*) ed agli alimentatori dei cortocircuiti. Stabilite opportunamente le condizioni di riposo, ci proponiamo di determinare le variazioni j_b, e_c, e_e subite dalla cor-

([42]) - I suddetti valori sono dedotti dai *parametri ibridi* (Vol. I, Cap. IX, n. 11) forniti dai cataloghi, che si riferiscono a misure fatte in bassa frequenza (parametri h a *1000* Hz); valgono le seguenti relazioni: $r_b=h_{11}$, $r_c=1/h_{22}$, $\beta=h_{21}$. Il parametro h_{12}, che è una misura dell'effetto retroattivo interno, di cui è detto nella nota precedente, ha i seguenti valori per i transistori della Tav. 6: *ASY 26*, $h_{12}=5\cdot10^{-4}$; *ASY 27*, $h_{12}=7\cdot10^{-4}$; *BC 108*, $h_{12}=2{,}5\cdot10^{-4}$; *BC 109*, $h_{12}=3{,}5\cdot10^{-4}$.

rente di base e dai potenziali di collettore e di emettitore in conseguenza di una variazione $\Delta V_b = e_i$ del potenziale di base, provocata dal generatore del segnale d'ingresso.

Nel circuito differenziale osserviamo subito che la corrente che circola in R_{cc} è la corrente di collettore j_c, mentre in R_{ce} fluisce, oltre j_c, an-

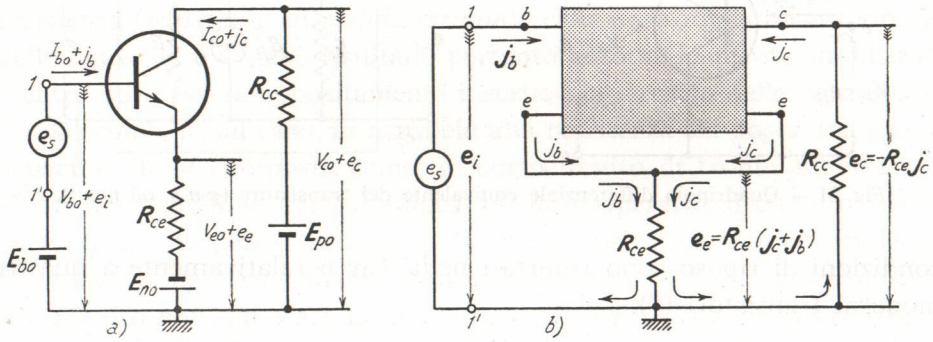


Fig. 52 — Amplificatore a transistore a doppia uscita e suo circuito differenziale.

che la corrente di base j_b ; dati i versi di percorrenza delle correnti ed i segni prescelti per le tensioni, si ha pertanto:

$$(1) \qquad e_c = -R_{cc}\, j_c \quad , \quad e_e = R_{ce}\,(j_c + j_b) \ .$$

La corrente di collettore j_c è sempre più grande della corrente di base j_b : il loro rapporto si chiama *rapporto di amplificazione di corrente*, $A_j = j_c/j_b$; scrivendo $j_c = A_j\, j_b$ le relazioni (1) divengono:

$$(2) \qquad e_c = -R_{cc}\, A_j\, j_b \quad , \quad e_e = R_{ce}\,(A_j + 1)\, j_b \ ,$$

Il valore di A_j si determina agevolmente considerando la situazione delle correnti e differenze di potenziale entro il quadripolo differenziale: il calcolo è svolto in appendice e conduce all'espressione:

$$(3) \qquad A_j = \frac{\beta - R_{ce}/r_c}{1 + R_c/r_c} \ ,$$

dove $R_c = R_{ce} + R_{cc}$ è la totale resistenza inserita nel circuito di collettore. Come si vede, A_j coincide col *coefficiente di amplificazione di corrente* β quando R_c (e quindi anche R_{ce}) è nulla.

Nelle formule (2) che esprimono i segnali d'uscita, e_c , e_e , è opportuno introdurre, al posto di j_b , il segnale e_i applicato dall'esterno. Os-

serviamo, per questo, che il transistore visto dai morsetti b, e (fig. 51 b) si comporta come una resistenza r_b : ai capi di questa la corrente j_b produce una tensione $e_{be} = r_b\, j_b$. Dalla schematica figura 53 a) deduciamo allora che il segnale d'ingresso e_i , necessario per produrre il suddetto stato di cose, deve avere il valore:

$$(4) \qquad e_i = e_{be} + e_e = r_b\, j_b + R_{ce}\,(A_j + 1)\, j_b \ .$$

Ne traiamo la conseguenza che l'amplificatore visto dai suoi morsetti d'ingresso 1, 1′ si comporta come una resistenza R_i (fig. 53 b), tale che avendo ai capi una tensione e_i sia attraversata da una corrente j_b : questa *resistenza d'ingresso equivalente* ha manifestamente il valore $R_i = e_i / j_b$, che per la (4), può scriversi:

$$(5) \qquad R_i = r_b + R_{ce}\,(A_j + 1) \ .$$

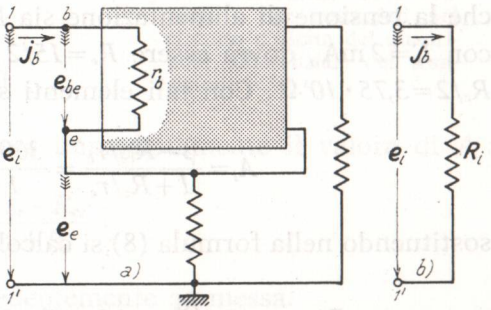


Fig. 53 — Definizione della *resistenza equivalente d'ingresso.*

Con l'introduzione della resistenza d'ingresso equivalente, nelle formule (2) può introdursi e_i scrivendo $j_b = e_i / R_i$; si ottengono così le seguenti espressioni per i segnali d'uscita:

$$(6) \qquad e_c = -\,A_j \frac{R_{cc}}{R_i}\, e_i \quad , \quad e_e = (A_i + 1) \frac{R_{cc}}{R_i}\, e_i \ .$$

Nell'espressione di e_e compare il prodotto $(A_j + 1)\, R_{ce}$ che dalla formula (5) risulta essere uguale ad $R_i - r_b$; si può, pertanto, anche scrivere:

$$(7) \qquad e_e = \frac{R_i - r_b}{R_i}\, e_i = \left(1 - \frac{r_b}{R_i}\right) e_i \ .$$

Questa formula mostra che il segnale d'uscita dall'emettitore è sempre minore del segnale d'ingresso, ma può differire da esso anche assai poco se R_i è molto grande di fronte ad r_b .

Le formule trovate per A_j , R_i , e_c ed e_e sono generali e valgono per qualsiasi valore di R_{cc} ed R_{ce} : nei prossimi paragrafi considereremo i casi particolari in cui è $R_{ce} = 0$ (uscita di collettore) ed $R_{cc} = 0$ (uscita di emettitore). Qui esamineremo il caso abbastanza comune in cui i due segnali d'uscita sono uguali fra loro e di segno opposto: le formule (6)

mostrano che per questo deve essere $A_j R_{cc} = (A_j + 1) R_{ce}$. In pratica, poichè in generale $A_j + 1$ differisce molto poco da A_j, è sufficiente che sia $R_{ce} = R_{cc} = R_c/2$; in tali condizioni risulta:

$$(8) \qquad R_i \cong r_b + A_j \frac{R_c}{2} .$$

A titolo d'esempio supponiamo che l'*amplificatore bifase* sia attuato col transistore *BC108* operante nelle condizioni di riposo specificate nella Tav. 8 ($V_{ceo} = 5\,\text{V}$, $I_{co} = 2\,\text{mA}$; $r_b = 4{,}8\,\text{k}\Omega$, $r_c = 45\,\text{k}\Omega$, $\beta = 300$). Nell'ipotesi che la tensione di alimentazione sia $E_{ao} = 20\,\text{V}$, affinchè si abbia $V_{ceo} = 5\,\text{V}$ con $I_c = 2\,\text{mA}$, dovrà essere $R_c = 15/2 \cdot 10^{-3} = 7{,}5 \cdot 10^3\,\Omega$ e quindi $R_{cc} = R_{ce} = R_c/2 = 3{,}75 \cdot 10^3\,\Omega$. Con tali elementi si ottiene dalla formula (3):

$$A_j = \frac{\beta - R_{ce}/r_c}{1 + R_c/r_c} = \frac{300 - 3{,}75/45}{1 + 7{,}5/45} \cong 250 ;$$

sostituendo nella formula (8) si calcola subito il valore di R_i, che risulta:

$$R_i = r_b + A_j \frac{R_c}{2} = 4{,}8 \cdot 10^3 + 250 \cdot 3{,}75 \cdot 10^3 \cong 945 \cdot 10^3\,\Omega .$$

Da qui appare che la resistenza equivalente d'ingresso dell'amplificatore è appena inferiore al MΩ, valore estremamente più elevato di quello della resistenza di base del transistore ($r_b = 4{,}8 \cdot 10^3$); da ciò deriva che la tensione d'uscita di emettitore (form. 7) e la corrispondente tensione di collettore hanno i valori:

$$-e_c \doteq e_c = \left(1 - \frac{r_b}{R_i}\right) e_i = 0{,}995\, e_i ,$$

appena inferiori a quello del segnale d'ingresso.

APPENDICE: CALCOLO DI A_j. Il calcolo di A_j si compie agevolmente considerando la situazione delle correnti e delle differenze di potenziale nel circuito d'uscita del quadripolo differenziale del transistore (fig. 51 *b*). Come appare dalla figura 54, la corrente βj_b del generatore ideale si divide nella parte j_c che fluisce nel circuito esterno e nella parte j_r che fluisce in r_c ; si ha pertanto:

$$(9) \qquad j_r = \beta j_b - j_c = \beta j_b - A_j j_b = (\beta - A_j) j_b .$$

Tale corrente, fluendo in r_c, produce una caduta $j_r r_c$ che deve essere

uguale alla differenza di potenziale esistente fra i morsetti e e c, la quale ha il valore $e_e - e_c$. Si ottiene pertanto:

$$(10) \qquad r_c j_r = e_e - e_c \ ;$$

sostituendo per j_r, e_e ed e_c le espressioni (9) e (2) la precedente diviene:

$$(11) \qquad r_c(\beta - A_j) j_b = R_{ce}(A_j + 1) j_b + R_{cc} A_j j_b \ ,$$

da cui:

$$(12) \qquad \beta r_c - R_{ce} = A_j r_c + A_j (R_{ce} + R_{cc}) \ .$$

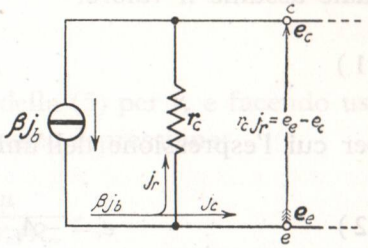


Fig. 54 — Situazione delle correnti e dei potenziali nel circuito d'uscita del quadripolo differenziale del transistore.

Notando che è $R_{ce} + R_{cc} = R_c$ si ricava immediatamente il valore di A_j:

$$A_j = \frac{\beta r_c - R_{ce}}{r_c + R_c} \ ,$$

da cui deriva la relazione (3) precedentemente ammessa.

13. — Amplificatore con emettitore a massa ed uscita di collettore.

Consideriamo il caso particolare dell'amplificatore della figura 52 *a*) in cui la resistenza R_{ce} è nulla oppure — come è indicato nella figura 55 *a*) — è cortocircuitata con una conveniente capacità C_e, così da costi-

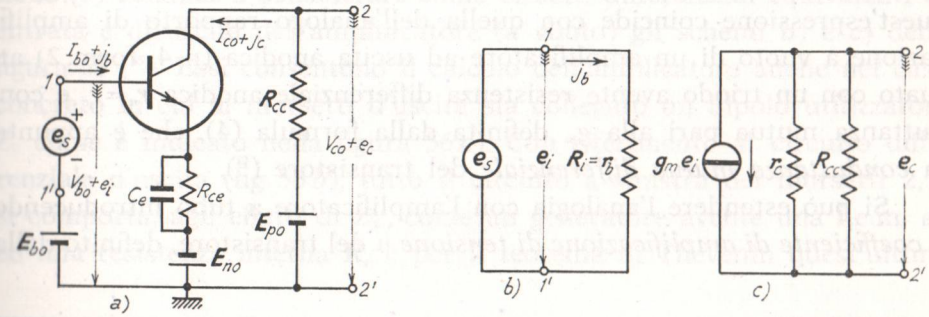


Fig. 55 — Amplificatore con uscita di collettore e suoi circuiti differenziali d'entrata e d'uscita.

tuire il noto gruppo di stabilizzazione: nell'uno e nell'altro caso la resistenza R_c si riduce alla sola R_{cc}.

Il rapporto di amplificazione di corrente (n. 12, form. 3) nel caso attuale assume il valore:

$$(1) \qquad A_j = \frac{\beta}{1 + R_{cc}/r_c} ,$$

per cui l'espressione dell'unico segnale d'uscita risulta (n. 12, form. 6):

$$(2) \qquad e_c = - A_j \frac{R_{cc}}{R_i} e_i = - \frac{\beta R_{cc}}{R_i (1 + R_{cc}/r_c)} .$$

La resistenza d'ingresso equivalente R_i (n. 12, form. 6) si riduce alla pura resistenza differenziale di base r_b, per cui la (2) assume l'espressione:

$$(3) \qquad e_c = - \frac{\beta / r_b}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_{cc}}} e_i = - \frac{g_m}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_{cc}}} e_i ,$$

dove si è posto:

$$(4) \qquad g_m = \frac{\beta}{r_b} .$$

Dalla seconda delle espressioni (3) può ricavarsi il *rapporto di amplificazione di tensione* (a vuoto):

$$(5) \qquad A_v = \left| \frac{e_c}{e_i} \right| = \frac{g_m}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_{cc}}} ;$$

quest'espressione coincide con quella dell'analogo rapporto di amplificazione a vuoto di un amplificatore ad uscita anodica (n. 4, form. 2) attuato con un triodo avente resistenza differenziale anodica $r_a = r_c$ e conduttanza mutua pari alla g_m definita dalla formula (4), che è appunto la *conduttanza mutua differenziale* del transistore ([43]).

Si può estendere l'analogia con l'amplificatore a tubo introducendo il *coefficiente di amplificazione di tensione* μ del transistore, definito dalla

---

([43]) - La conduttanza mutua del transistore è già stata introdotta e definita nel Vol. I, Cap. IX (n. 10, form. 1; n. 11, form. 26). Per i transistori della Tav. 6 nelle condizioni di riposo ivi considerate ($V_{ceo} = 5$ V, $I_{co} = 2$ mA) la conduttanza mutua ha valori dell'ordine di 65 mA/V. Si ha precisamente: *ASY26*, $g_m = \beta / r_b = 66 \cdot 10^{-3}$; *ASY27*, $g_m = 64 \cdot 10^{-3}$; *BC108*, $g_m = 64 \cdot 10^{-3}$; *BC109*, $g_m = 68 \cdot 10^{-3}$.

relazione, analoga a quella dei tubi ([44]):

$$(6) \qquad \mu = g_m r_c = \beta \frac{r_c}{r_b} .$$

Moltiplicando numeratore e denominatore della (5) per r_c e facendo uso della relazione (6) si ottiene infatti la seguente espressione:

$$(7) \qquad A_v = \frac{g_m r_c}{1 + r_c/R_{cc}} = \frac{\mu}{1 + r_c/R_{cc}} ,$$

identica a quella di un amplificatore a tubo (n. 4, form. 2) in cui sia $r_a = r_c$.

Il fatto che la resistenza d'ingresso dell'amplificatore abbia il valore $R_i = r_b$ e che la tensione fra i morsetti d'uscita 2, 2′ abbia l'espres-

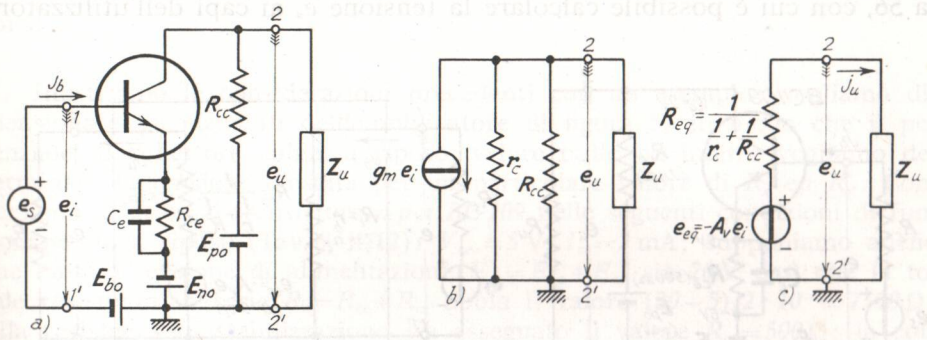


Fig. 56 — Amplificatore con uscita di collettore connesso ad un utilizzatore.

sione (3) conduce a considerare come circuiti differenziali equivalenti di entrata e di uscita dell'amplificatore (a vuoto) gli schemi *b*) e *c*) della figura 55 ([45]). Essi consentono il calcolo dell'amplicatore anche nel caso concreto in cui ai morsetti d'uscita sia collegato un bipolo utilizzatore Z_u come è indicato nella figura 56 *a*). Con riferimento al circuito differenziale d'uscita (fig. 56 *b*), tutto il circuito a sinistra dei morsetti 2, 2′ si comporta, agli effetti di Z_u, come un generatore avente una f.e.m. e_{eq} ed una resistenza interna R_{eq} ; per il teorema di Thevenin quest'ultima

([44]) - Per i transistori della Tav. 6 ($V_{ceo} = 5$ V, $I_{co} = 2$ mA) il coefficiente di amplificazione ha i seguenti valori: *ASY26*, $\mu \cong 1000$; *ASY27*, $\mu \cong 640$; *BC108*, $\mu \cong 2900$; *BC109*, $\mu \cong 1700$.

([45]) - I due circuiti avrebbero potuto essere ricavati direttamente dallo schema *a*) della figura 55 sostituendo al transistore il suo quadripolo differenziale equivalente nella forma indicata nel Vol. I, n. 10, fig. 34.

è il parallelo di r_c ed R_{cc} ed ha pertanto il valore:

$$(8) \qquad R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_{cc}}} = \frac{r_c R_{cc}}{r_c + R_{cc}} .$$

La f.e.m. e_{eq} è la tensione che si ha ai morsetti 2, 2′ a vuoto; essa pertanto coincide con segnale e_c dianzi calcolato (form. 3-5) ed ha perciò il valore:

$$(9) \qquad e_{eq} = -A_v e_i = \frac{-g_m}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_{cc}}} e_i = -g_m R_{eq} e_i .$$

Si ottiene in tal modo il circuito equivalente d'uscita *c*) della figura 56, con cui è possibile calcolare la tensione e_u ai capi dell'utilizzatore

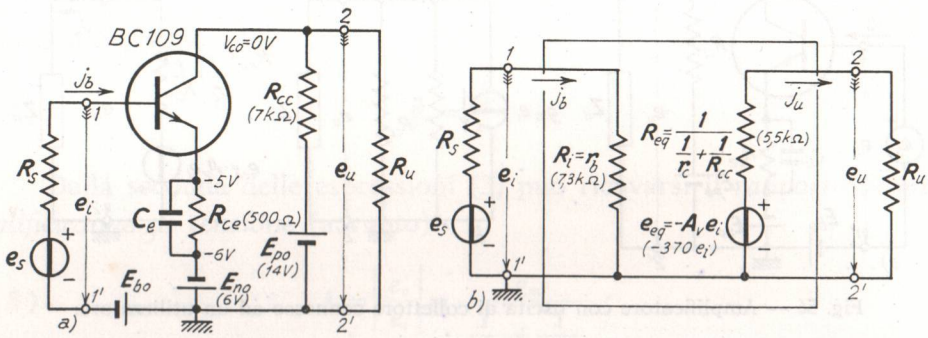


Fig. 57 — Amplificatore ad uscita di collettore con resistenza di utilizzazione e suo quadripolo equivalente.

e la corrente j_u in esso se si conosce la natura di e_i e di Z_u. Considereremo, per esercizio, il caso semplice in cui il bipolo utilizzatore sia puramente resistivo (R_u) ed anche l'impedenza interna del generatore del segnale d'ingresso sia una resistenza R_s (fig. 57 *a*). Supporremo che i valori di E_{po} ed E_{no} siano scelti in modo che il potenziale di collettore a riposo sia nullo, $V_{co} = 0$ ([16]) così che la presenza di R_u non modifichi le condizioni di riposo.

([16]) - Il calcolo delle condizioni di riposo è svolto come esercizio in fondo al paragrafo; la situazione dei potenziali è indicata in figura.

Nella figura 57 *b*) è riportato lo schema del circuito differenziale equivalente disegnato in conformità allo schema di principio della figura 8 (n. 2). Il valore della tensione d'ingresso risulta:

$$(10) \qquad e_i = e_s \frac{R_i}{R_s + R_i} = \frac{e_s}{1 + R_s/R_i} = \frac{e_s}{1 + R_s/R_b} .$$

mentre i valori della corrente e della tensione nella resistenza di utilizzazione sono:

$$(11) \qquad j_u = \frac{e_{eq}}{R_{eq} + R_u} = \frac{-A_v e_i}{R_{eq} + R_u} \quad , \quad e_u = j_u R_u = \frac{-A_v e_i}{1 + R_{eq}/R_u} ,$$

formalmente identici a quelli dell'analogo amplificatore a tubo (n. 4, form. 6).

Illustriamo le considerazioni precedenti con un esempio: vogliamo dimensionare gli elementi dell'amplificatore di figura 57 in modo che il potenziale di collettore abbia, a riposo, valore nullo ed inoltre vogliamo determinare la tensione d'uscita per un particolare valore di R_s ed R_u. Conveniamo di usare il transistore *n-p-n BC 109* nelle seguenti condizioni di funzionamento a riposo (Tav. 6, n. 12): $V_{cco} = 5$ V, $I_{co} = 2$ mA; supponiamo anche che l'intera tensione di alimentazione $E_{ao} = E_{po} + E_{no}$ sia 20 V così che la totale resistenza in serie $R_c = R_{cc} + R_{ce}$ abbia il valore $(20 - 5)/2 \cdot 10^{-3} = 7500\ \Omega$. Alla resistenza di stabilizzazione sia assegnato il valore $R_{ce} = 500\ \Omega$: la corrente $I_{co} = 2$ mA produrrà pertanto ai suoi capi una caduta di 1 V. Assegnando allora ad E_{no} il valore 6 V, il potenziale dell'emettitore risulterà $V_{eo} = -E_{no} + R_{cc} I_{co} = -6 + 1 = -5$ V; il potenziale di collettore ha allora il valore $V_{co} = V_{eo} + V_{ceo} = -5 + 5 = 0$ come si desidera. Naturalmente dovrà poi essere $E_{po} = 14$ V, $R_{cc} = 7000\ \Omega$; il valore della tensione E_{bo} dipenderà dalla resistenza R_s e sarà scelta, in ogni caso, in modo che la corrente di collettore sia effettivamente $I_{co} = 2$ mA con $V_{ceo} = 5$ V.

I parametri differenziali del transistore nelle suddette condizioni hanno i valori $\beta = 500$, $r_b = 7{,}3$ kΩ, $r_c = 25$ kΩ, $g_m = \beta / r_b = 68$ mA/V; dalle formule (5) e (6) si ricava:

$$A_v = \frac{g_m}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_{cc}}} \cong 68 \cdot 10^{-3} \times 5{,}5 \cdot 10^3 \cong 370 \quad , \quad R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_{cc}}} \cong 5{,}5 \cdot 10^3\ \Omega .$$

Con le formule (8) e (9) è ora possibile calcolare e_i ed e_u quando sono noti i valori di R_s ed R_u. Supponiamo che sia $R_s = R_i\ (= r_b)$, $R_u = R_{eq}$; risulta allora $e_i = e_s/2$, $e_u = -A_v e_i/2 \cong -185\, e_i$ o anche $e_u = -A_v e_s/4 \cong 92\, e_s$. È facile il computo delle potenze d'entrata e d'uscita e del conseguente guadagno.

14. — Amplificatore con collettore a massa ed uscita di emettitore (trasferitore di emettitore).

Consideriamo ora il caso particolare dell'amplificatore della figura 52 *a*) in cui la resistenza R_{cc} è nulla, come è indicato nella figura 58 (oppure è cortocircuitata con una capacità opportuna così da non esercitare

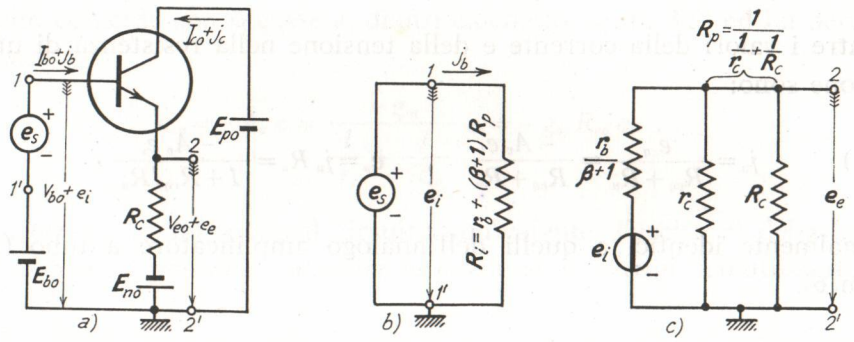


Fig. 58 — Trasferitore di emettitore a vuoto e suoi circuiti differenziali equivalenti d'entrata e d'uscita.

alcun effetto sui segnali): risulta allora $R_{ce}=R_c$ e l'espressione del rapporto di amplificazione di corrente (n. 12, form. 3) diviene:

$$(1) \qquad A_j=\frac{\beta-R_c/r_c}{1+R_c/r_c}=\frac{\beta\, r_c-R_c}{r_c+R_c}\,.$$

Ponendo questo valore nell'espressione della *resistenza equivalente d'ingresso*, $R_i=r_b\,(1+A_j)\,R_c$ (n. 12, form. 5), si ottiene con alcuni passaggi ([47]):

$$(2) \qquad R_i=r_b+(\beta+1)\,R_p\,,$$

dove con R_p si è indicato il parallelo di r_c ed R_c:

$$(3) \qquad R_p=\frac{1}{\dfrac{1}{r_c}+\dfrac{1}{R_c}}\,.$$

L'espressione dell'unica tensione d'uscita (n. 12, form. 7), con la sostitu-

---

([47]) - Si ha:

$$(1+A_j)\,R_c=\frac{r_c+R_c+r_c\beta-R_c}{r_c+R_c}\,R_c=(\beta+1)\,\frac{r_c\,R_c}{r_c+R_c}\,;$$

poichè la frazione rappresenta il parallelo R_p di r_c ed R_c si ha subito:

$$R_i=r_b+(1+A_j)\,R_c=r_b+(\beta+1)\,R_p\,.$$

zione della formula (2), diviene:

$$(4) \qquad e_e = \frac{R_i - r_b}{R_i} e_i = \frac{(\beta+1) R_p}{r_b + (\beta+1) R_p} e_i \; ;$$

dividendo numeratore e denominatore per $\beta+1$, si può scrivere:

$$(5) \qquad e_e = \frac{R_p}{\frac{r_b}{\beta+1} + R_p} e_i \; .$$

Da questa relazione può ricavarsi il rapporto $A_v = e_e/e_i$ (*rapporto di trasferimento a vuoto*), che risulta:

$$(6) \qquad A_v = \frac{e_e}{e_i} = \frac{R_p}{\frac{r_b}{\beta+1} + R_p} \; .$$

Nei casi pratici $r_b/(\beta+1)$ è comunemente molto piccola di fronte ad R_p ([48]) per cui A_v differisce pochissimo da *1*, ossia il trasferitore di emettitore trasferisce in maniera praticamente integrale ai morsetti di uscita (aperti) il segnale applicato ai morsetti d'ingresso: in pari condizioni la resistenza d'ingresso R_i (form. 2) coincide praticamente con $(\beta+1) R_p$ e risulta grandissima di fronte ad r_b.

Il fatto che la resistenza d'ingresso dell'amplificatore abbia il valore espresso dalla formula (2) e che la tensione ai morsetti d'uscita *2*, *2'* abbia l'espressione (5) suggerisce di considerare come circuiti differenziali equivalenti d'entrata e d'uscita dell'amplificatore (a vuoto) gli schemi *b*) e *c*) della figura 58: il circuito d'entrata è caratterizzato dall'alto valore di R_i che consente di operare con generatori del segnale d'ingresso aventi resistenza interna relativamente elevata; il circuito d'uscita è caratterizzato dal basso valore della resistenza interna $r_b/(\beta+1)$ del generatore equivalente.

Allorchè il trasferitore di emettitore è collegato ad un bipolo utilizzatore i risultati precedenti vengono modificati dal fatto che in parallelo ad r_c ed R_c si viene a trovare il suddetto bipolo ed il suo effetto è risentito non solo nel circuito d'uscita, ma anche in quello d'entrata. Consideriamo il caso particolare, ma molto importante, in cui il bipolo

([48]) - Per i transistori della Tav. 6 (n. 12), nelle condizioni $V_{ceo} = 5$ V, $I_{co} = 2$ mA, la resistenza $r_b/(\beta+1)$ ha i valori seguenti: *ASY26*, *15* Ω; *ASY27*, *15,6*; *BC108*, *16* Ω; *BC109*, *14,5* Ω. È facile notare che $r_b/(\beta+1)$ coincide praticamente con l'inverso della conduttanza mutua, $g_m = \beta/r_b$.

utilizzatore è puramente resistivo (R_u) ed anche l'impedenza interna del generatore del segnale d'ingresso è una resistenza R_s (fig. 59 *a*). Supporremo che i valori di E_{po} ed E_{no} siano scelti in modo che il potenziale di emettitore a riposo sia nullo, $V_{eo}=0$ ([49]), così che la presenza di R_u non modifichi le condizioni di riposo stesse. In tale situazione le relazioni trovate in precedenza valgono ancora pur di sostituire ad R_p (parallelo di r_c ed R_c) la resistenza R_u', parallelo di r_c, R_c ed R_u:

$$(7) \qquad R_u' = \frac{1}{\frac{1}{r_c}+\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_u}} = \frac{1}{\frac{1}{R_p}+\frac{1}{R_u}} \; ;$$

ciò vale in particolare per la formula (2) della resistenza d'entrata R_i

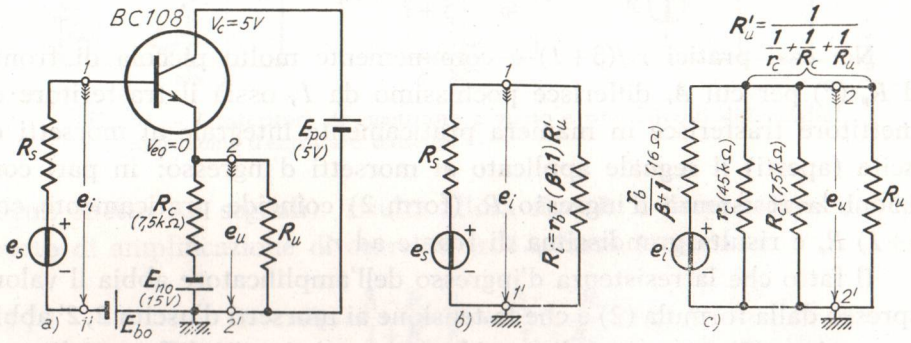


Fig. 59 — Trasferitore di emettitore chiuso su una resistenza di utilizzazione e suoi schemi equivalenti d'entrata e d'uscita.

e per la formula (5) relativa al segnale che si ha ai morsetti d'uscita, che ora diremo e_u. Con l'introduzione di R_u' si ottiene:

$$(8) \qquad R_i = r_b + (\beta+1)R_u' \quad , \quad e_u = \frac{R_u'}{\frac{r_b}{\beta+1}+R_u'} e_i \; ;$$

i corrispondenti circuiti differenziali equivalenti di entrata e d'uscita risultano poi quelli *b*) e *c*) della figura 59.

([49]) - Con riferimento alla fig. 59, il transistore usato sia il tipo *BC108* operante nelle condizioni $V_{ceo}=5$ V, $I_{co}=2$ mA (n. 12, Tav. 6). Disponendo di una tensione di alimentazione complessiva $E_{ao}=E_{po}+E_{no}=20$ V, in R_c dovrà esserci una caduta di potenziale di 15 V; dovrà perciò essere $R_c=15/2 \cdot 10^{-3}=7{,}5 \cdot 10^{-3}\,\Omega$. Affinchè l'emettitore abbia, a riposo, potenziale nullo ($V_{eo}=0$) e sia $V_{ceo}=5$ V il potenziale di collettore dovrà essere 5 V e perciò si dovrà avere $E_{po}=5$ V; dal che segue $E_{no}=E_{ao}-E_{po}=15$ V.

Nel circuito d'uscita (fig. 59 *c*) osserviamo che tutto il circuito a sinistra dei morsetti 2, 2′ si comporta, agli effetti della resistenza di utilizzazione R_u, come un generatore avente una f.e.m. e_{eq} ed una resistenza interna R_{eq}; per il teorema di Thevenin quest'ultima è il parallelo della resistenza $r_b/(\beta+1)$ e delle resistenze r_c ed R_c (il cui parallelo abbiamo chiamato R_p) ed ha pertanto il valore:

$$(9) \qquad R_{eq} = \frac{1}{\frac{\beta+1}{r_b} + \frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_c}} = \frac{1}{\frac{\beta+1}{r_b} + \frac{1}{R_p}} .$$

La f.e.m. è la tensione che si ha ai morsetti 2, 2′ in assenza di R_u: essa ha pertanto il valore:

$$(10) \qquad e_{eq} = A_v\, e_i = \frac{R_p}{\frac{r_b}{\beta+1} + R_p}\, e_i ,$$

dove e_i è il valore della tensione d'ingresso calcolato nel circuito *b*) della figura 59. Coll'introduzione del generatore equivalente il circuito diffe-

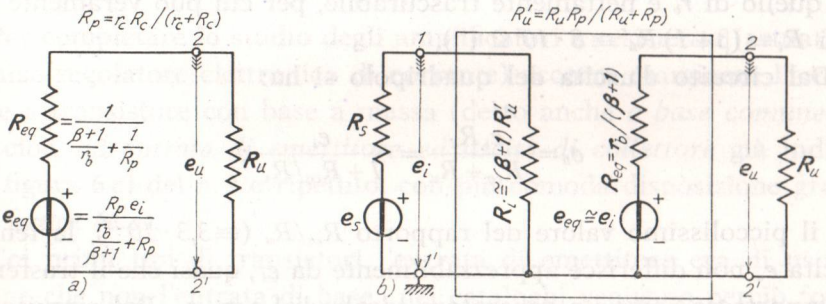


Fig. 60 — Circuito differenziale d'uscita e quadripolo equivalente del trasferitore di emettitore valido per le applicazioni più comuni.

renziale d'uscita del trasferitore di emettitore viene ad avere lo schema indicato nella figura 60 *a*).

Come si è già detto, nelle applicazioni più comuni R_p è così grande di fronte ad $r_b/(\beta+1)$ che si può considerare $R_{eq} \cong r_b/(\beta+1)$, $e_{eq} = e_i$; d'altra parte, se R_u non è piccolissima, r_b è generalmente trascurabile di fronte a $(\beta+1)R_u'$, per cui si può approssimativamente assumere $R_i \cong (\beta+1)R_u'$. In tali condizioni, comunissime nella pratica, i circuiti differenziali d'entrata e d'uscita del trasferitore di emettitore risultano quelli indicati nello schema *b*) della figura 60, disegnato in conformità allo schema di principio della figura 8 (n. 2): il trasferitore di emettitore è un quadripolo attivo

che, di fronte all'utilizzatore, si comporta come un generatore di f. e. m. uguale alla tensione d'ingresso e resistenza molto piccola (spesso trascurabile in confronto ad R_u), mentre di fronte al generatore del segnale si comporta come una resistenza R_i, in genere molto elevata in confronto ad R_u.

Un esempio numerico chiarirà gli ordini di grandezza dei vari elementi: in conformità con quanto indicato nella figura 59, supporremo che il trasferitore di emettitore sia attuato col transistore *BC108* nelle solite condizioni di riposo ($V_{ceo}=5\,\text{V}$, $I_{co}=2\,\text{mA}$; $E_{ao}=20\,\text{V}$, $R_c=7{,}5\,\text{k}\Omega$), a cui corrispondono i parametri differenziali $r_b=4{,}8\,\text{k}\Omega$, $r_c=45\,\text{k}\Omega$, $\beta=300$. Risulta allora:

$$R_p=r_c R_c/(r_c+R_c)\cong 6{,}3\cdot 10^3\,\Omega \quad , \quad r_b/(\beta+1)\cong 16\,\Omega \;;$$

il parallelo fra le due resistenze è sostanzialmente coicidente con la seconda, per cui è del tutto legittimo assumere $R_{eq}\cong r_b/(\beta+1)\cong 16\,\Omega$. Facendo poi l'ipotesi che sia $R_u=4{,}8\,\text{k}\Omega$ ([50]), si ha $R_u'=R_p R_u/(R_p+R_u)\cong$ $\cong 2{,}7\cdot 10^3\,\Omega$, per cui risulta $(\beta+1)R_u'\cong 8\cdot 10^5\,\Omega$. Di fronte a questo valore, quello di r_b è nettamente trascurabile, per cui può veramente assumersi $R_i\cong(\beta+1)R_u'\cong 8\cdot 10^5\,\Omega$ ([51]).

Dal circuito d'uscita del quadripolo si ha:

$$(11) \qquad e_u=\frac{e_i R_u}{R_{eq}+R_u}=\frac{e_i}{1+R_{eq}/R_u}\;;$$

dato il piccolissimo valore del rapporto R_{eq}/R_u ($\cong 3{,}3\cdot 10^{-3}$), la tensione d'uscita e_u non differisce apprezzabilmente da e_i, quasi che il trasferitore si comportasse come un generatore ideale di f.e.m. e_i. Dal circuito d'ingresso del quadripolo si ha:

$$(12) \qquad e_i=\frac{e_s R_i}{R_s+R_i}=\frac{e_s}{1+R_s/R_i}\;;$$

([50]) - Questo valore si riferisce al caso in cui ai morsetti 2,2' è collegato l'ingresso di un amplificatore con emettitore a massa (n. 13), attuato con lo stesso tipo di transistore nelle medesime condizioni di riposo: la sua resistenza d'ingresso è allora pari ad $r_b=4{,}8\,\text{k}\Omega$.

([51]) - Se R_u fosse infinitamente grande (morsetti 2,2' aperti) risulterebbe $R_u=R_p=$ $=6{,}3\cdot 10^3\,\Omega$ e quindi $R_i\cong(\beta+1)R_p\cong 1{,}9\cdot 10^6\,\Omega$. Valori ancora maggiori si otterrebbero con resistenze R_c più grandi del valore $7{,}5\,\text{k}\Omega$ usato nell'esempio: se R_c fosse infinitamente grande (ma è un caso limite puramente ideale) risulterebbe $R_p=r_c=45\,\text{k}\Omega$ e quindi $R_i\cong$ $\cong(\beta+1)r_c\cong 13{,}5\cdot 10^6\,\Omega$. È questa la resistenza d'ingresso più elevata teoricamente ottenibile col transistore considerato.

in vari casi pratici R_s è abbastanza piccola di fronte ad R_i ($=0{,}8$ MΩ) così che e_i non differisce molto dalla f.e.m. e_s del generatore e la situazione è assai simile a quella che si ha negli amplificatori a tubi. Nei casi invece in cui R_s è dello stesso ordine di R_i la riduzione che il segnale di ingresso subisce rispetto alla f.e.m. e_s può anche divenire notevole ([52]); è però possibile, con un artifizio che studieremo nel capitolo seguente aumentare ad arte il valore di R_i così da ridurre al massimo l'inconveniente lamentato.

Oltre all'alta resistenza d'ingresso ed alla bassa resistenza del generatore equivalente d'uscita, il trasferitore di emettitore possiede le altre proprietà già indicate per il trasferitore catodico — ed in particolare le doti di stabilità e di linearità per segnali forti — che derivano dalla presenza della reazione negativa applicata nella misura più elevata possibile.

15. — **Amplificatore con base a massa (entrata di emettitore, uscita di collettore).**

Per completare lo studio degli amplificatori a resistenza (attuati con un unico regolatore elettronico di corrente) occorre esaminare l'amplificatore a transistore con base a massa (detto anche *a base comune*) del tipo, cioè, *ad entrata di emettitore ed uscita di collettore* già indicato nella figura 6 *c*) del n. 2 e ripetuto, con più comoda disposizione grafica, nella figura 61 *a*).

Coi primi tipi di transistori l'entrata di emettitore era di uso più comune che non l'entrata di base: nei cataloghi venivano perciò fornite caratteristiche in cui la corrente di collettore era riferita alla corrente di emettitore I_e, piuttosto che alla corrente di base I_b, ed alla tensione collettore-base V_{cb}, piuttosto che alla tensione collettore-emettitore V_{ce}. In possesso di tali caratteristiche lo studio grafico della disposizione con entrata di emettitore si compie esattamente come quella con entrata di base (n. 11) e non presenta particolari difficoltà.

Per i transistori moderni le caratteristiche *con base comune* sono fornite poco frequentemente e lo *studio grafico* della disposizione ad entrata di emettitore va compiuto servendosi delle usuali caratteristiche

([52]) - Essa è, peraltro, di gran lunga inferiore a quella che si ha nell'amplificatore ad uscita di emettitore (n. 13),in cui è $R_i = r_b$.

con emettitore comune che abbiamo sempre utilizzato fino ad ora. Il metodo di studio ricalca, in qualche modo, quello seguito per la disposizione con griglia a massa (n. 7), ma è piuttosto lungo e pesante, per cui non riteniamo utile svolgerlo; ci limiteremo quindi a considerare l'amplificatore *in condizioni lineari* (segnali deboli), così che il suo studio possa essere compiuto col metodo del circuito differenziale.

Il circuito differenziale si ottiene, come al solito, sostituendo al transistore il suo quadripolo differenziale equivalente e considerando le sorgenti di f. e. m. continua come dei cortocircuiti: per l'amplificatore in esame lo schema risulta quello della figura 61 *b*). Quale schema interno del

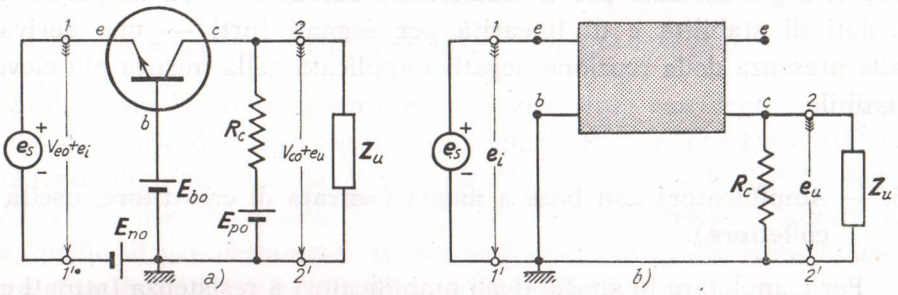


Fig. 61 — Amplificatore ad entrata di emettitore e suo circuito differenziale.

quadripolo differenziale potrebbe essere usato quello solito della figura 51 (n. 12), ma è più pratico usare quello della figura 62 *a*), in cui la corrente di cortocircuito del generatore differenziale, $g_m e_{be}$, è riferita alla differenza di potenziale fra base ed emettitore, piuttosto che alla corrente di base j_b ([53]).

Appare dal circuito differenziale della figura 61 *b*) che la suddetta differenza di potenziale fra base ed emettitore è uguale, ma di segno opposto, al segnale d'ingresso, $e_{be} = -e_i$; il quadripolo differenziale può pertanto ridisegnarsi nel modo indicato nella figura 62 *b*), in cui la posizione del quadripolo è resa conforme alla figura 61 *b*). Un'ulteriore, utile modificazione del quadripolo è indicata nella figura 62 *c*), in cui allo schema parallelo del generatore è sostituito lo schema serie; in

([53]) - Essendo $g_m = \beta / r_b$ (n. 13, form. 4), si ha manifestamente $g_m e_{be} = \beta e_{be}/r_b$; ma e_{be}/r_b è la corrente che circola in r_b, cioè la corrente di base j_b, per cui, in definitiva si ha la eguaglianza $g_m e_{be} = \beta j_b$, la quale dimostra l'identità fra lo schema della figura 62 *a*) e quello della figura 51 *b*). Il quadripolo differenziale nella forma ora usata è stato introdotto nel Vol. I, Cap. IX, n. 10, fig. 34.

esso la f.e.m. è uguale alla tensione presente nello schema precedente ai morsetti c, e aperti ed ha perciò il valore $r_c \cdot g_m e_i$, che si può scrivere μe_i introducendo il *coefficiente di amplificazione di tensione*:

$$(1) \qquad \mu = g_m r_c = \beta \frac{r_c}{r_b},$$

come si è già fatto nel n. 13 (form. 6).

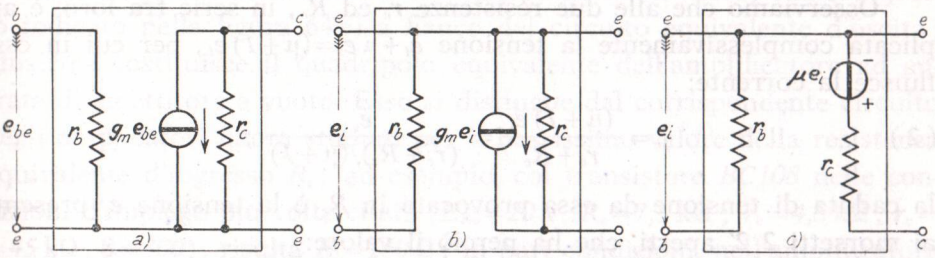


Fig. 62 — Successive modificazioni dello schema del quadripolo differenziale del transistore che compare nel circuito della figura 61 *b*).

Introducendo lo schema *c*) del quadripolo nel circuito differenziale della figura 61 *b*), si ottiene lo schema *a*) della figura 63 ([54]) che rappresenta il circuito differenziale completo dell'amplificatore ad entrata di emettitore: nota la costituzione del generatore del segnale e del bipolo

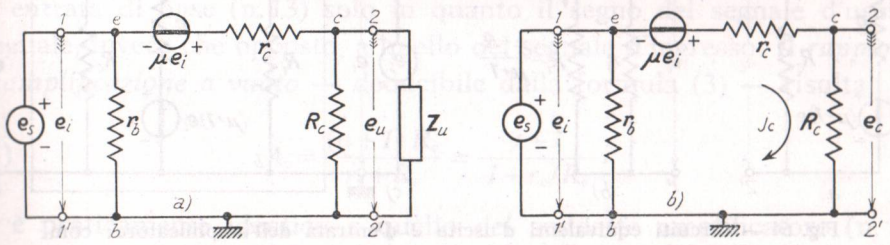


Fig. 63 — Circuito differenziale completo dell'amplificatore ad entrata di emettitore: *a*) con bipolo utilizzatore; *b*) a vuoto.

utilizzatore, da essi possono generalmente dedursi i valori della tensione d'entrata e_i e della corrispondente tensione d'uscita e_u. Consideriamo dapprima inesistente l'impedenza di utilizzazione (amplificatore a vuoto); lo schema che ne risulta (fig. 63 *b*) è direttamente confrontabile con quel-

([54]) - Le lettere e, b, c ed il simbolo di massa aiuteranno a stabilire la corrispondenza fra gli schemi delle figure 61 *b*) e 62 *c*) con lo schema risultante dalla figura 63 *a*).

lo dell'amplificatore ad entrata catodica nelle medesime condizioni (n. 8, fig. 29). Il confronto rivela che l'unica differenza essenziale consiste nella presenza della resistenza r_b (tipica del circuito d'ingresso dei transistori), direttamente collegata ai morsetti d'ingresso $1, 1'$; tenendo conto dell'esistenza di r_b, tutto quanto è stato ricavato per l'amplificatore a tubo può essere applicato all'amplificatore a transistore. Comunque, per esercizio, ne rifaremo la trattazione.

Osserviamo che alle due resistenze r_c ed R_c, in serie fra loro, è applicata complessivamente la tensione $e_i + \mu e_i = (\mu + 1) e_i$, per cui in esse fluisce la corrente:

$$(2) \qquad j_c = \frac{(\mu+1) e_i}{r_c + R_c} = \frac{e_i}{(r_c + R_c)/(\mu+1)} ;$$

la caduta di tensione da essa provocata in R_c è la tensione e_c presente ai morsetti $2, 2'$ aperti, che ha perciò il valore:

$$(3) \qquad e_c = R_c\, j_c = \frac{(\mu+1) R_c}{r_c + R_c}\, e_i \ .$$

Agli effetti dei morsetti d'uscita $2, 2'$ tutto avviene come se la resistenza R_c *fosse alimentata da un generatore di f.e.m.* $(\mu+1) e_i$ e resistenza in-

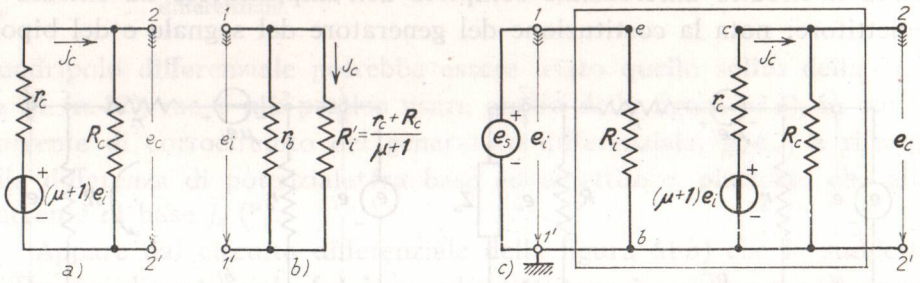


Fig. 64 — Circuiti equivalenti d'uscita e d'entrata dell'amplificatore: combinati, essi formano il quadripolo equivalente dell'amplificatore.

terna r_c; il circuito della figura 64 *a*) può pertanto considerarsi il *circuito equivalente d'uscita* dell'amplificatore.

Per quanto riguarda la situazione ai morsetti d'entrata $1, 1'$, notiamo che la corrente j_c che fluisce nel circuito a destra dei punti b, e (fig. 63 *b*), espressa dalla formula (2), è quella medesima che si avrebbe se il suddetto circuito fosse sostituito con una resistenza R_i' disposta nel modo indicato nella figura 64 *b*) ed avente il valore:

$$(4) \qquad R_i' = \frac{e_i}{j_i} = \frac{r_c + R_c}{\mu + 1} \ .$$

Deriva da ciò che, agli effetti dei morsetti d'entrata, tutto l'amplificatore si comporta come un'unica resistenza R_i che è il parallelo di r_b ed R_i' ed ha perciò il valore:

$$(5) \qquad R_i = \frac{1}{\frac{1}{r_b} + \frac{1}{R_i'}} = \frac{1}{\frac{1}{r_b} + \frac{\mu+1}{r_c+R_c}}.$$

Il *circuito equivalente d'entrata* dell'amplificatore (a vuoto) è allora quello indicato nella figura 64 *c*) a fianco del circuito equivalente d'uscita; l'insieme costituisce il quadripolo equivalente dell'amplificatore ad entrata di emettitore a vuoto. Esso si distingue dal corrispondente circuito degli amplicatori finora studiati per il bassissimo valore della resistenza equivalente d'ingresso R_i: ad esempio, col transistore *BC108* nelle condizioni d'impiego più volte citate ($E_{R_0}=20$ V, $R_c=7{,}5$ kΩ ; $r_b=4{,}8$ kΩ , $r_c=45$ kΩ , $\beta=300$), risulta $R_i=160$ Ω ; in pari condizioni, nell'amplificatore ad entrata di base ed uscita di collettore (n. 13) si avrebbe $R_i=r_b=4{,}8$ kΩ . Si comprende come l'attuale amplificatore sia impiegabile solamente quando il generatore del segnale d'ingresso ha una resistenza interna molto bassa, il che avviene, ad esempio, quando esso rappresenta un amplificatore ad uscita di emettitore (n. 14).

A parte il minor valore di R_i, l'amplificatore ad entrata di emettitore ed uscita di collettore che stiamo studiando differisce da quello ad entrata di base (n. 13) solo in quanto il segno del segnale d'uscita è uguale, invece che opposto, a quello del segnale d'ingresso. Il *rapporto di amplificazione a vuoto* — deducibile dalla formula (3) — risulta:

$$(6) \qquad A_v = \frac{(\mu+1)R_c}{r_c+R_c} = \frac{\mu+1}{1+r_c/R_c},$$

ed è praticamente identico a quello del suddetto amplificatore (n. 13, form. 7), in quanto $\mu+1$ non differisce apprezzabilmente da μ.

Quando all'uscita dell'amplificatore è collegata un'impedenza di utilizzazione Z_u — come è indicato nella figura 61 e nel circuito differenziale della figura 63 *a*) — se ne risente l'effetto non soltanto nel circuito d'uscita, ma anche in quello d'ingresso: in questo, al posto della resistenza R_i, si viene ad avere un'impedenza Z_i che dipende da Z_u, in quanto in parallelo alla R_c (che interviene nello stabilire il valore di R_i' e quindi di R_i) si ha sempre l'impedenza Z_u. Il circuito equivalente della figura 64 *c*) diviene il circuito *a*) della figura 65, che si può semplificare col teorema di Thevenin. Come sappiamo, infatti, agli effetti

dell'utilizzatore, tutto il circuito a sinistra dei morsetti 2, 2′ si comporta come un generatore, che ha lo schema indicato nella figura 65 *b*): la sua f.e.m. è la tensione che si ha nel circuito *a*) fra i morsetti 2, 2′ in assenza di Z_u ed ha perciò il valore $A_v e_i$, dove A_v è espresso dalla formula (6) ed e_i *è la tensione calcolata nel circuito d'ingresso in presenza*

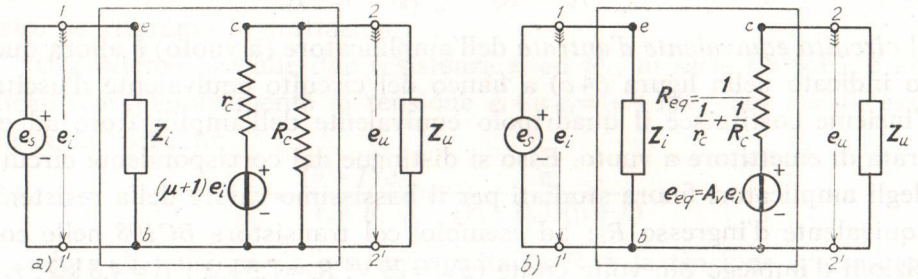


Fig. 65 — Circuiti equivalenti dell'amplificatore ad entrata di emettitore in presenza di un'impedenza di utilizzazione.

di Z_u. La resistenza interna del generatore è manifestamente il parallelo di r_c ed R_c ed ha perciò il valore $R_{eq}=r_c R_c/(r_c+R_c)$.

Se si conosce la natura di Z_u e del segnale applicato, il circuito della figura 65 *b*) consente la determinazione dei segnali d'entrata e d'uscita. Nell'ipotesi che l'impedenza Z_u sia una resistenza R_u, l'espressione di Z_i si ricava agevolmente dalle formule (5) e (6) sostituendo alla resistenza R_c il suo parallelo con R_u, ossia la resistenza $R_u'=R_c R_u/(R_c+R_u)$; la resistenza d'entrata che ne deriva è ancor più bassa che a vuoto e ciò naturalmente in misura tanto maggiore quanto più piccola è R_u.

Possono ripetersi per l'amplificatore con base a massa ora studiato la maggior parte delle considerazioni svolte per l'amplificatore con griglia a massa, al cui studio rimandiamo.

CAPITOLO IV

CIRCUITI ELEMENTARI ATTIVI

AMPLIFICATORI A RESISTENZA CON TUBI O TRANSISTORI ASSOCIATI

1. — Generalità.

Nel capitolo precedente abbiamo esaminato la costituzione ed il funzionamento dei più comuni amplificatori a resistenza attuati con un sol tubo ad un sol transistore; ci proponiamo di studiare, ora, alcune disposizioni di tubi o transistori (di solito due) usate per formare altri amplificatori a resistenza che, come i precedenti, sono le cellule base degli apparati elettronici.

Alcuni di questi amplificatori sono dei perfezionamenti di quelli già studiati; altri, invece — come gli *amplificatori differenziali* che esamineremo in un secondo momento — hanno caratteristiche loro proprie e consentono di compiere operazioni sui segnali che i primi non riescono a svolgere.

Con riferimento al primo tipo di amplificatori, riprendiamo in considerazione il *trasferitore di emettitore* (Cap. III, n. 14) che è l'elemento di partenza per la loro costituzione: come di solito, esso sia interposto fra un utilizzatore ed un generatore di segnali, nel modo indicato nella figura 1 *a*). In vista delle modificazioni che il circuito considerato dovrà subire e che comporteranno un'inevitabile complicazione schematica è comodo introdurre nel suo schema, ed in quelli che successivamente incontreremo, una semplificazione che non ha alcun valore teorico ma grande valore formale e pratico. Essa consiste nell'eliminare dagli schemi

le parti che non interessano direttamente i segnali (1): in particolare gli alimentatori, i sistemi di polarizzazione e stabilizzazione, gli eventuali condensatori di accoppiamento. Si ottengono in tal modo degli

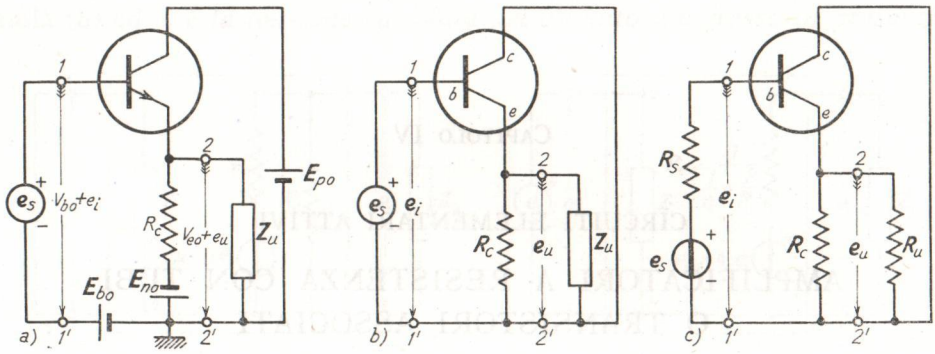


Fig. 1 — Trasferitore di emettitore e suo *schema ridotto.*

schemi ridotti — come quello *b*) della figura 1, dedotto dallo schema *a*) — assai più semplici da adoperarsi che non quelli completi (2); naturalmente i risultati che con essi si ottengono devono essere completati introducendo a posteriori negli schemi, nella maniera più opportuna, i sistemi di alimentazione, polarizzazione, ecc.

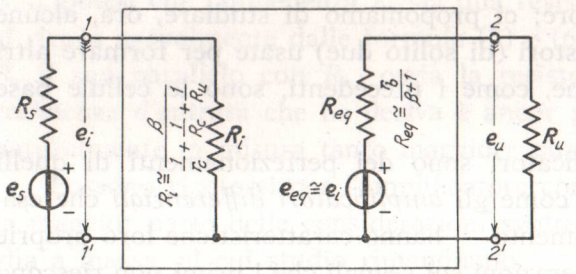


Fig. 2 — Circuito differenziale equivalente del trasferitore di emettitore.

Ciò posto, supponiamo che nel circuito della figura 1 *a*) l'impedenza di utilizzazione e l'impedenza del generatore di segnali siano due resistenze R_u ed R_s: lo schema ridotto è allora quello *c*) della medesima figura. Ricordiamo che se il funzionamento del circuito può considerarsi lineare, lo schema equivalente è quello della figura 2 (Cap. III, n. 14, fig. 60). Il

(1) - Questo metodo di semplificazione è stato diffusamente impiegato nel Vol. II ed in particolare per lo studio degli oscillatori (Vol. II, Cap. VI, n. 2 e seguenti).

(2) - Poichè nello schema ridotto si prescinde dai sistemi di polarizzazione ed alimentazione, non è necessario specificare se il transistore è di tipo *p-n-p* od *n-p-n*: un medesimo schema, così, vale per entrambi i tipi.

trasferitore si comporta di fronte all'utilizzatore come un generatore avente una f. e. m. e_{eq} ed una resistenza interna R_{eq} espresse dalle relazioni:

$$(1) \qquad e_{eq}=\frac{R_p}{\frac{r_b}{\beta+1}+R_p}\,e_i \quad , \qquad R_{eq}=\frac{1}{\frac{\beta+1}{r_b}+\frac{1}{R_p}} ,$$

con $R_p=r_c R_c/(r_c+R_c)$; usualmente esse si semplificano nelle seguenti espressioni approssimate:

$$(2) \qquad e_{eq}\cong e_i \quad , \qquad R_{eq}\cong\frac{r_b}{\beta+1} ,$$

come è indicato in figura. Di fronte al generatore del segnale il trasferitore si comporta invece come una resistenza R_i, di valore:

$$(3) \qquad R_i=r_b+\frac{\beta+1}{\frac{1}{r_c}+\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_u}}\cong\frac{\beta}{\frac{1}{r_c}+\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_u}} .$$

Il segnale e_i risulta legato alla f. e. m. e_s del generatore del segnale dalla relazione:

$$(4) \qquad e_i=\frac{e_s R_i}{R_s+R_i}=\frac{e_s}{1+R_s/R_i} ,$$

ed è tanto più vicino ad e_s quanto più piccolo risulta il rapporto R_s/R_i, cioè, a parità di R_s, quanto più grande è la *resistenza equivalente d'entrata* R_i. I perfezionamenti di cui si è parlato, e che implicano l'uso di un nuovo transistore, hanno precisamente lo scopo di innalzare il valore di R_i: li esamineremo nei due paragrafi seguenti.

2. — Trasferitori di emettitore in cascata. Configurazione di Darlington.

La resistenza d'entrata R_i di un trasferitore di emettitore è sempre molto più grande della resistenza di utilizzazione R_u. Si presentano però nella tecnica delle situazioni in cui, essendo R_u piùttosto piccola, R_i risulta troppo bassa in relazione alla resistenza R_s del generatore del segnale (fig. 1 *c*); in tali condizioni il segnale e_i (n. 1, form. 4) può risultare ridotto in misura intollerabile rispetto alla f. e. m. e_s, con la conseguenza che il segnale e_u applicato all'utilizzatore sia troppo piccolo per lo scopo a cui deve servire.

Un rimedio molto interessante a questo stato di cose è quello di interporre, fra i morsetti $1,1'$ del trasferitore ed i morsetti $1_s,1_s'$ del generatore del segnale, un nuovo trasferitore, come è indicato dallo schema ridotto *a*) della figura 3. Tutto avviene, allora, come se il nuovo trasferitore fosse chiuso su una resistenza di utilizzazione pari alla resistenza d'entrata R_i del precedente trasferitore, come è mostrato nella figura 3 *b*): esso presenterà, perciò, al generatore una resistenza equivalente d'en-

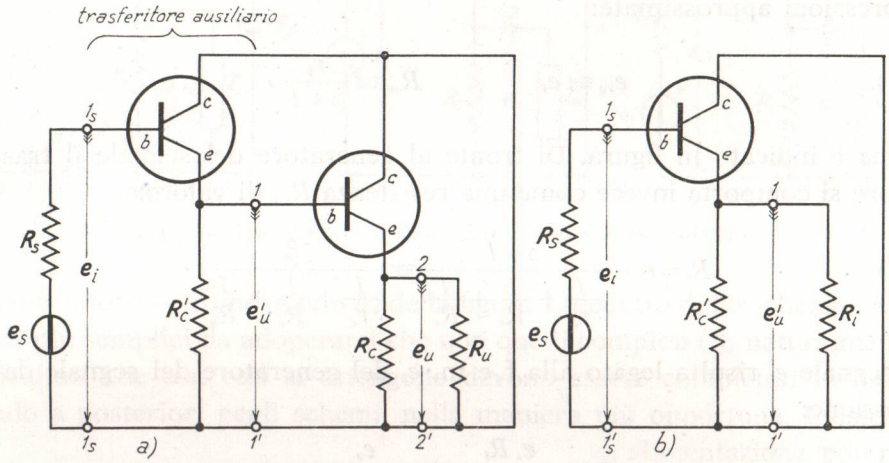


Fig. 3 — Interposizione di un trasferitore ausiliario fra il generatore di segnali ed un trasferitore di emettitore con bassa resistenza d'ingresso.

trata R_i' molto più elevata di R_i, dando così luogo ad un più alto valore del segnale d'ingresso e_i.

Il calcolo di R_i' è abbastanza agevole: per la formula (3) del numero precedente si ha:

$$(1) \qquad R_i \cong \frac{\beta}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_u}} \; ;$$

poichè l'espediente indicato si usa nei casi in cui R_u è piuttosto piccolo, nella formula precedente si possono normalmente trascurare $1/r_c$ ed $1/R_c$ di fronte ad $1/R_u$, per cui essa diviene semplicemente:

$$(2) \qquad R_i \cong \beta R_u \; .$$

Indicando con un apice le grandezze relative al trasferitore ausiliario, che risulta chiuso su R_i (fig. 3 *b*), la sua resistenza d'ingresso avrà

l'espressione:

$$(3)\qquad R_i' \cong \frac{\beta'}{\dfrac{1}{r_c'} + \dfrac{1}{R_c'} + \dfrac{1}{R_i}} \cong \frac{\beta'}{\dfrac{1}{r_c'} + \dfrac{1}{R_c'} + \dfrac{1}{\beta R_u}} .$$

Nell'attuazione pratica del circuito la resistenza R_c' si rivela non necessaria, in quanto la corrente di emettitore del primo transistore può essere istradata nel circuito di base del secondo, costituendo la sua corrente di base; nella figura 4 *a*) è mostrato lo schema ridotto del circuito così ottenuto, mentre in *b*) è indicato uno schema pratico, completo di

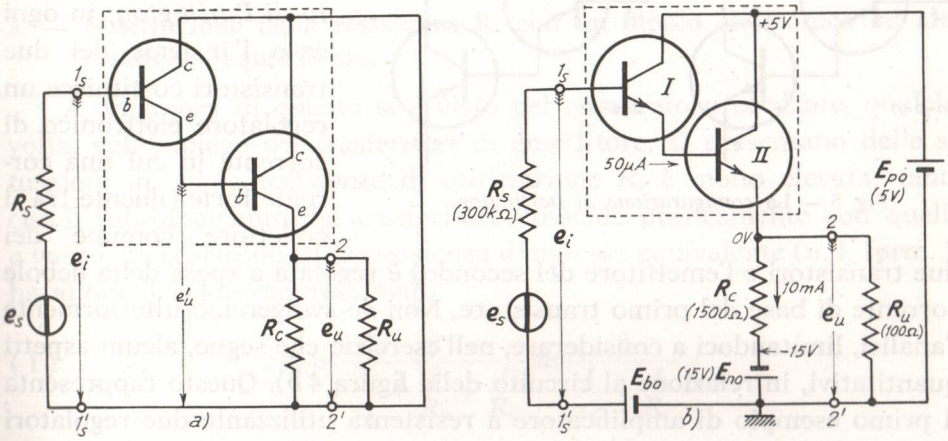


Fig. 4 — Schema ridotto e schema pratico del circuito *a*) della figura 3 dopo eliminazione della resistenza R_c'.

tensioni di alimentazione e polarizzazione, che sarà studiato per esercizio in fondo al paragrafo. Con l'eliminazione di R_c' l'espressione di R_i' diviene:

$$(4)\qquad R_i' \cong \frac{\beta'}{\dfrac{1}{r_c'} + \dfrac{1}{\beta R_u}} = \frac{\beta\beta'}{\dfrac{\beta}{r_c'} + \dfrac{1}{R_u}} ,$$

che si può riscrivere:

$$(5)\qquad R_i' \cong \frac{\beta^*}{\dfrac{1}{r_c^*} + \dfrac{1}{R_u}} ,$$

ponendo:

$$(6)\qquad \beta^* = \beta\beta' \quad , \quad r_c^* = r_c'/\beta .$$

Agli effetti della resistenza d'ingresso, tutto avviene, in sostanza,

come se il complesso dei due transistori si comportasse come un unico transistore avente come parametri differenziali $\beta^* = \beta\beta'$, $r_c^* = r_c'/\beta$ (peraltro non ottenibili in pratica con un sol transistore). Il suddetto complesso di transistori (racchiusi entro il rettangolo tratteggiato nella fig. 4) prende il nome di *transistore composto* o, molto più comunemente, di *configurazione di Darlington*. La configurazione di Darlington (fig. 5) — che ha un corrispettivo nei circuiti con tubi elettronici — trova nella tecnica dei transistori altri impieghi oltre quello visto, che diremo *circuito di Darlington*; in ogni caso l'insieme dei due transistori costituisce un regolatore elettronico di corrente in cui una corrente forte (fluente fra il collettore comune dei due transistori e l'emettitore del secondo) è regolata a spese della debole corrente di base del primo transistore. Non ne svolgeremo ulteriormente l'analisi, limitandoci a considerare, nell'esercizio che segue, alcuni aspetti quantitativi, in relazione al circuito della figura 4 *b*). Questo rappresenta il primo esempio di amplificatore a resistenza utilizzante due regolatori elettronici di corrente invece che uno; altri esempi saranno visti nei numeri seguenti.

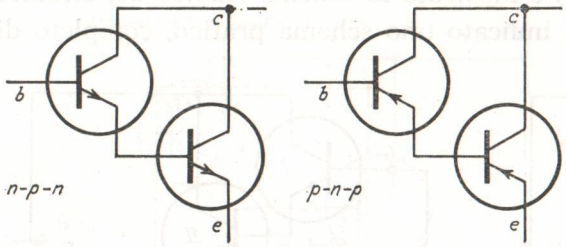


Fig. 5 — La *configurazione di Darlington.*

Nel circuito di Darlington della figura 4 *b*) il secondo transistore opera nelle seguenti condizioni di riposo: $V_{ceo} = 5$ V, $I_{bo} = 50$ μA, $I_{co} = 10$ mA, a cui corrispondono i parametri differenziali $\beta = 300$, $r_b = 1{,}6$ kΩ, $r_c = 15$ kΩ. Il trasferitore di emettitore è completato con una resistenza $R_c = 1500$ Ω, che provoca una caduta di tensione di 15 V. La complessiva tensione di alimentazione $E_{ao} = 20$ V è suddivisa in una $E_{po} = 5$ V ed in una $E_{no} = 15$ V, così che il potenziale di collettore risulta $V_{co} = 5$ V, quello di emettitore $V_{eo} = 0$ V. In questa situazione la differenza di potenziale a riposo fra i morsetti d'uscita 2,2' è nulla e fra di essi si può collegare qualsiasi utilizzatore senza alterare in alcun modo le condizioni preesistenti. L'utilizzatore è una resistenza $R_u = 100$ Ω, molto minore di R_c ed r_c; pertanto la resistenza equivalente d'ingresso del trasferitore ha l'espressione approssimata (2), a cui corrisponde il valore $R_i \cong \beta R_u = 300 \cdot 100 = 30 \cdot 10^3$ Ω, appena un decimo della resistenza interna R_s del generatore, supposta uguale a 300 kΩ.

Il primo transistore, interposto fra il generatore ed il trasferitore ora calcolato, opera con una tensione di collettore di circa 4,4 V, una corrente di emettitore di 50 μA (pari alla corrente di base del transistore II) ed ha i se-

guenti valori approssimati dei parametri differenziali: $\beta' \cong 200$, $r_b' \cong 50\ \text{k}\Omega$, $r_c' \cong 10^5\ \Omega$. La resistenza equivalente d'ingresso, espressa dalla (4), risulta pertanto:

$$R_i' \cong \frac{\beta'}{\frac{1}{r_c'} + \frac{1}{\beta R_u}} \cong \frac{200}{\frac{1}{10^5} + \frac{1}{3 \cdot 10^4}} \cong 4{,}6 \cdot 10^6\ \Omega\ ,$$

ed ha perciò un valore molto grande di fronte ad R_s ($= 3 \cdot 10^5\ \Omega$), così che e_i risulta appena minore di e_s ($e_i \cong 0{,}94\, e_s$). Dalle formule (6) si ricavano poi i seguenti valori dei parametri differenziali equivalenti del transistore composto: $\beta^* = \beta\, \beta' = 6 \cdot 10^4$, $r^* = r_c'/\beta \cong 333\ \Omega$.

3. — Sostituzione della resistenza R_c con un bipolo elettronico ad alta resistenza equivalente.

A differenza di quanto si è visto nel paragrafo precedente, qualche volta, nell'impiego dei trasferitori di emettitore, si presentano delle situazioni in cui la resistenza di utilizzazione R_u è molto elevata; tanto che il funzionamento del trasferitore coincide praticamente con quello *a vuoto*. La corrispondente resistenza d'ingresso equivalente (n. 1, form. 3) ha allora il valore approssimato:

$$(1) \qquad R_i \cong \frac{\beta}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_u}} \cong \frac{\beta}{\frac{1}{r_c} + \frac{1}{R_c}}\ .$$

In queste condizioni, quando sia necessario avere resistenza d'ingresso molto elevata, occorrerà scegliere un transistore con grandi valori di β ed r_c ed inoltre aumentare R_c al massimo; al limite, se si riuscisse a rendere R_c così grande che $1/R_c$ fosse trascurabile di fronte ad $1/r_c$, la resistenza d'ingresso diverrebbe:

$$(2) \qquad R_{iM} \cong \beta\, r_c\ ,$$

assumendo valori anche molto ragguardevoli ([3]). Esaminando però nella figura 6 *a*) lo schema del trasferitore si vede che non è facile aumentare molto il valore di R_c; difatti, all'aumentare di R_c cresce la caduta di potenziale V_{AB} in essa provocata dalla corrente di riposo di emettitore,

([3]) - Questa osservazione è già stata fatta nella nota ([51]) del Cap. III (n. 14). Per i transistori della Tav. 6 del Cap. III, n. 12, nelle condizioni di riposo ivi citate, la resistenza R_{iM} ha i valori seguenti: *ASY 26-0,75* MΩ; *ASY 27-0,9* MΩ; *BC 108-13,5* MΩ; *BC 109-12,5* MΩ.

per cui, se si vuole che il potenziale V_{eo} dell'emettitore non cambi, occorre contemporaneamente aumentare il valore di E_{no}. Ad esempio, nel trasferitore della figura 6 *a*) l'emettitore ha potenziale nullo grazie alla tensione negativa $-E_{no}=15$ V che controbilancia la caduta $V_{AB}=15$ V provocata in $R_c=7{,}5$ kΩ dalla corrente $I_{eo}=2$ mA: se, a parità di condizioni di riposo, si volesse raddoppiare la resistenza R_c, portandola a 15 kΩ, dovrebbe anche raddoppiare il valore di E_{no}, divenendo $E_{no}=30$ V. Il

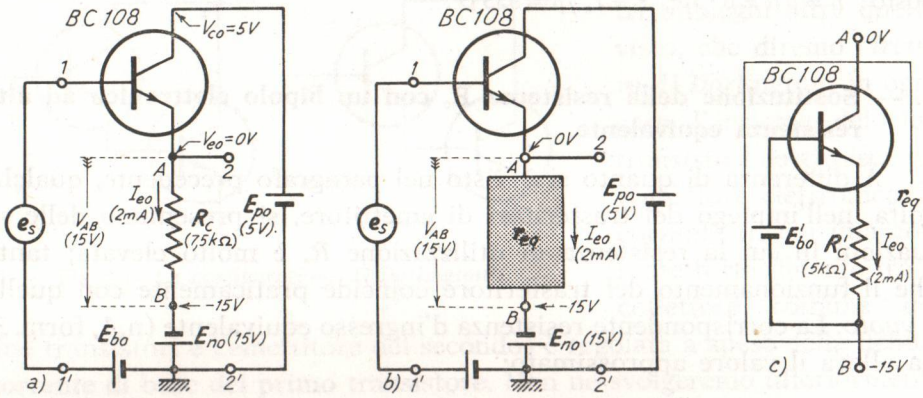


Fig. 6 — Sostituzione del resistore R_c con un bipolo elettronico che, con modesta tensione continua ai capi, possieda una resistenza differenziale equivalente molto elevata.

metodo non è evidentemente estendibile perchè condurrebbe a valori eccessivi della tensione di alimentazione (4).

È però possibile ovviare a questa difficoltà sostituendo al resistore R_c un *bipolo elettronico* che presenti un'elevata resistenza differenziale r_{eq}, senza che ad essa corrisponda una grande caduta di potenziale continua V_{AB} (fig. 6 *b*). Il bipolo, nella sua forma più semplice, potrebbe essere costituito da un transistore, così polarizzato da offrire, con la corrente I_{co}, la medesima caduta di potenziale V_{AB} della resistenza R_c, ma avente una resistenza differenziale r_c molto più elevata; per esempio, nelle condizioni della figura 6 *b*), usando il medesimo tipo di transistore

(4) - Se, per una ragione qualsiasi, la corrente di base scende a valori molto piccoli, così che il transistore risulti praticamente all'interdizione, l'intera tensione di alimentazione risulta applicata fra il collettore e l'emettitore e, se troppo elevata, può danneggiare il transistore. La tensione massima che un transistore può sopportare è indicata nei cataloghi; per il transistore usato nello schema della figura 6 è dell'ordine di 20 V.

BC108 (con tensione di collettore $V_{ceo}=V_{AB}=15$ V) si otterrebbe $r_{eq}=r_c\cong 40$ kΩ (5). Ma risultati molto superiori si ottengono attuando il bipolo elettronico nel modo indicato nella figura 6 *c*), cioè *con struttura analoga a quella di un trasferitore di emettitore con potenziale di base fisso*. Può mostrarsi agevolmente (e noi lo faremo in appendice al paragrafo) che — detti β', r_b', r_c' i parametri differenziali del nuovo transistore e $\mu'=\beta' r_c'/r_b'$ il suo *coefficiente di amplificazione* (Cap. III, n. 13) — il bipolo presenta ai morsetti una resistenza differenziale di valore:

$$(3)\qquad r_{eq}=r_c'+\frac{\mu'+1}{\dfrac{1}{r_b'}+\dfrac{1}{R_c'}}\ ,$$

che può risultare anche molto elevato. A titolo di esempio, il bipolo sia attuato collo stesso transistore del trasferitore originario nelle medesime condizioni di riposo, a cui corrisponde $\beta'=300$, $r_b'=4{,}8$ kΩ, $r_c'=45$ kΩ, $\mu'=2900$; scelta $R_c'=5$ kΩ (6) risulta:

$$(4)\qquad r_{eq}=45\cdot 10^3+\frac{2901}{\dfrac{1}{4{,}8\cdot 10^3}+\dfrac{1}{5\cdot 10^3}}\cong 7\cdot 10^6\ \Omega\ .$$

Con un valore così elevato della resistenza equivalente posta fra A e B nel circuito *b*) della figura 6, è certo soddisfatta la condizione di validità della formula (2), per cui effettivamente la resistenza equivalente d'ingresso del trasferitore ha il suo massimo valore, $R_{iM}\cong\beta r_c$ (*13,5* MΩ nell'esempio considerato). Lo schema completo del trasferitore di emettitore ad alta resistenza d'entrata è indicato nella figura 7 *a*): esso è un nuovo esempio di amplificatore a resistenza utilizzante due transistori (coi circuiti di collettore in serie fra loro) invece che uno solo, come gli amplificatori studiati nel capitolo precedente.

Indipendentemente dall'aumento della resistenza d'ingresso, la sostituzione di R_c col bipolo elettronico ad alta resistenza differenziale della figura 6 *c*) produce altri benefici (aumento di linearità, di stabilità, ecc.) legati alla controreazione implicita nella costituzione del bipolo

(5) - Se tale resistenza fosse ottenuta con un normale resistore (che sarebbe naturalmentre attraversato dalla corrente $I_{eo}=2$ mA) provocherebbe una caduta di potenziale di ben *80* V.

(6) - Con la corrente $I_{eo}=2$ mA essa provoca una caduta di potenziale di *10* V. Essendo $V_{AB}=15$ V, la tensione di riposo fra collettore ed emettitore ha il voluto valore di *5* V.

stesso. Ciò fa sì che il medesimo metodo sia applicato anche nei circuiti a tubi, nei quali non esiste il problema dell'aumento della resistenza d'ingresso; il circuito quotato di un *trasferitore catodico* ottenuto in tal modo è mostrato nella figura 7 *b*) (7). Il bipolo elettronico ad alta resistenza differenziale è costituito dal triodo II, con potenziale di griglia

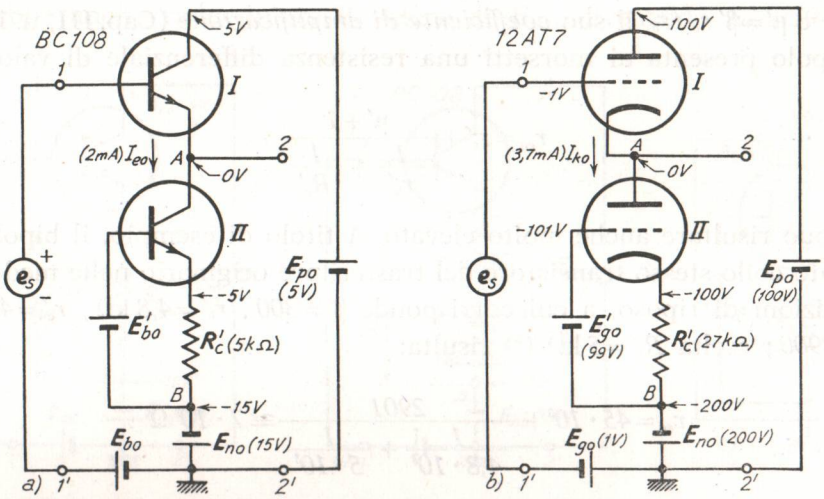


Fig. 7 — Trasferitori di emettitore (a transistori ed a tubi) in cui la resistenza R_c è sostituita da un bipolo elettronico con alta resistenza differenziale.

fisso, avente in serie al catodo la resistenza R_c'; detti μ' ed r_a' il coefficiente di amplificazione e la resistenza differenziale anodica del triodo II, la resistenza differenziale equivalente del bipolo ha l'espressione (ricavata in appendice):

$$(5) \qquad r_{eq} = r_a' + (\mu' + 1) R_c' \,,$$

analoga alla (3). Nell'esempio della figura 7 *b*) è $r_a' = 15 \cdot 10^3\,\Omega$, $\mu' = 60$, $R_c' = 27 \cdot 10^3\,\Omega$ e perciò risulta $r_{eq} \cong 1{,}65\,\mathrm{M}\Omega$.

La sostituzione del resistore R_c col bipolo elettronico ad alta resistenza differenziale è qualche volta usata anche negli amplificatori ad uscita di collettore a tubi (Cap. III, n. 6) ed a transistori (Cap. III, n. 13), conducendo essenzialmente ad un aumento dell'amplificazione di tensione.

---

(7) - I due triodi operano nelle condizioni della Tav. 1 del Cap. III (n. 3). La resistenza $R_c' = 27 \cdot 10^3$, attraversata dalla corrente $I_{ko} = 3{,}7$ mA, dà luogo ad una caduta di potenziale $R_c' I_{ko} \cong 100$ V.

Ne derivano altri tipi di amplificatori a resistenza con due tubi o transistori, che rappresentano dei perfezionamenti degli amplificatori con un solo regolatore elettronico di corrente, utili in particolari circostanze.

APPENDICE: STUDIO DEL BIPOLO ELETTRONICO AD ALTA RESISTENZA DIFFERENZIALE. Nella figura 8 *a*) è riportato lo schema *ridotto* del bipolo che

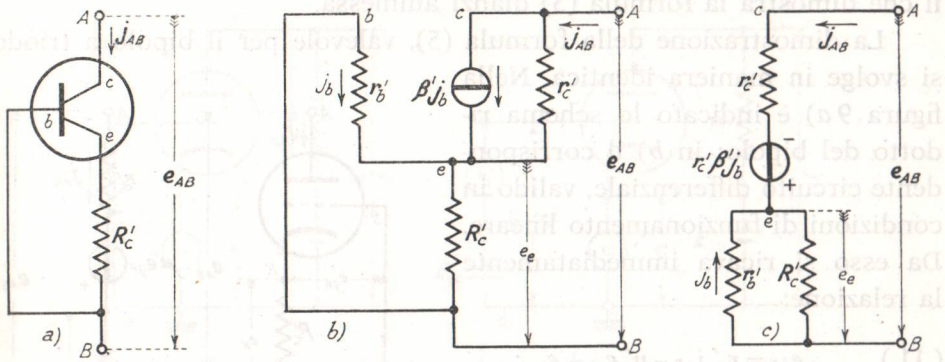


Fig. 8 — Schema ridotto e circuiti differenziali del bipolo a transistore.

dobbiamo studiare (fig. 6 *c*): in esso e_{AB} è il segnale imposto dall'esterno, j_{AB} la corrente che da esso deriva. Se il funzionamento è lineare, il transistore è sostituibile col suo quadripolo differenziale, per cui si ottiene il circuito differenziale equivalente della figura 8 *b*); esso può essere ridisegnato nel modo *c*) della stessa figura sostituendo allo schema parallelo del generatore differenziale il corrispondente schema serie. Da esso otteniamo:

$$e_{AB} = r_c' \, j_{AB} - r_c' \beta' \, j_b + e_e \; ; \tag{6}$$

osservando che è $j_b = - e_e / r_b'$ la relazione può scriversi:

$$e_{AB} = r_c' \, j_{AB} + \left(\beta' \frac{r_c'}{r_b'} + 1 \right) e_e \; . \tag{7}$$

D'altra parte si può scrivere:

$$\beta' \frac{r_c'}{r_b'} = \mu' \quad , \quad e_e = \frac{j_{AB}}{\dfrac{1}{r_b'} + \dfrac{1}{R_c'}} \; , \tag{8}$$

per cui la (7) diviene:

$$e_{AB} = j_{AB} \left[r_c' + \frac{\mu' + 1}{\dfrac{1}{r_b'} + \dfrac{1}{R_c'}} \right] . \tag{9}$$

Questa formula mostra che la relazione fra la tensione e la corrente nel bipolo differenziale è quella medesima che si avrebbe in una resistenza di valore:

$$(10) \qquad r_{eq} = \frac{e_{AB}}{j_{AB}} = r_c' + \frac{\mu' + 1}{\frac{1}{r_b'} + \frac{1}{R_c'}} ,$$

il che dimostra la formula (3) dianzi ammessa.

La dimostrazione della formula (5), valevole per il bipolo a triodo, si svolge in maniera identica. Nella figura 9 *a*) è indicato lo schema ridotto del bipolo; in *b*) il corrispondente circuito differenziale, valido in condizioni di funzionamento lineare. Da esso si ricava immediatamente la relazione:

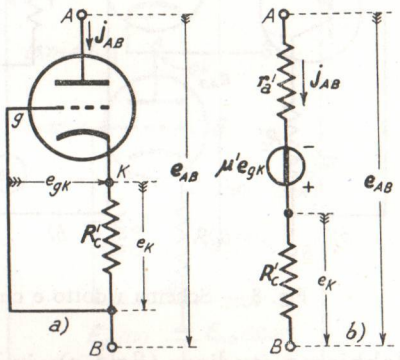


Fig. 9 — Schema ridotto e circuito differenziale del bipolo a triodo.

$$(11) \qquad e_{AB} = r_a' \, j_{AB} - \mu' \, e_{gk} + e_k \; ;$$

in essa e_{gk} è la differenza di potenziale fra griglia e catodo e perciò, come appare dallo schema *a*), è uguale ed opposta ad e_k; d'altra parte e_k è la caduta di tensione che j_{AB} provoca in R_c' ed ha perciò il valore $e_k = R_c' \, j_{AB}$. La (11) può pertanto riscriversi nel modo seguente:

$$(12) \qquad e_{AB} = j_{AB} [r_a' + (\mu' + 1) R_c'] \; ,$$

e mostra che il bipolo si comporta come una resistenza $r_{eq} = e_{AB}/j_{AB}$ che ha l'espressione (5) precedentemente ammessa.

4. — Generalità sugli amplificatori a doppia entrata con uscita differenziale.

Proseguendo l'esame dei circuiti elementari con tubi elettronici e transistori, esamineremo alcuni interessanti circuiti che impiegano due tubi o due transistori fra loro intimamente connessi con un caratteristico accoppiamento che si dice *di emettitore*. I circuiti che considereremo sono essenzialmente degli *amplificatori* che hanno una grande versatilità di prestazioni ed allargano notevolmente il campo d'impiego degli amplificatori già studiati.

Essi possono pensarsi derivati dagli amplificatori ad entrata di emettitore ed uscita di collettore che abbiamo studiato nel capitolo precedente (Cap. III, nn. 8, 15). Facendo riferimento ai circuiti a tubi, nel n. 8 del suddetto capitolo abbiamo visto la possibilità di introdurre il segnale d'ingresso di un amplificatore *fra catodo e massa* secondo lo schema di principio della figura 10 *a*): se a tale amplificatore ad entrata cato-

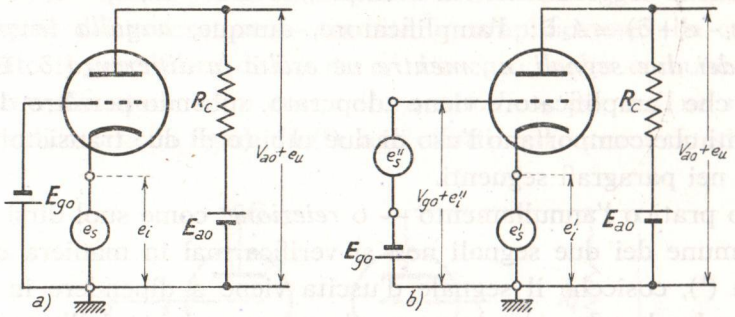


Fig. 10 — Se ad un amplificatore ad entrata catodica (*a*) si applica un secondo segnale d'ingresso fra griglia e massa, si ottiene un *amplificatore a doppia entrata* (*b*).

dica si applica, contemporaneamente al segnale catodico e_i', anche un segnale e_i'' fra griglia e massa, si viene ad ottenere *l'amplificatore con doppio segnale d'ingresso* indicato nella figura 10 *b*). In questo circuito, manifestamente, la differenza di potenziale fra griglia e catodo, $v_{gk}=v_g-v_k$ (cioè l'effettiva tensione di comando del tubo) subisce, per effetto dei due segnali, una variazione dal suo valore di riposo:

$$(1) \qquad \Delta v_{gk}=e_i''-e_i' \ ,$$

a cui corrisponderà una variazione dai valori di riposo della corrente anodica e del potenziale anodico; la variazione del potenziale anodico, $\Delta v_a=e_u$, costituisce il segnale d'uscita dell'amplificatore *che risulta così dipendente dalla differenza* $e_i''-e_i'$ *dei segnali d'ingresso.* Tale dipendenza diviene una relazione di proporzionalità se la variazione ΔV_{gk} è è sufficientemente piccola onde il funzionamento del tubo possa considerarsi lineare. In tali condizioni si può scrivere approssimativamente:

$$(2) \qquad e_u \cong A_d\,(e_i'-e_i'') \ ,$$

dove A_d è un coefficiente numerico, normalmente maggiore di uno, che indica l' *amplificazione della differenza* dei due segnali, detta anche comu-

nemente *amplificazione differenziale*; quando sussiste la (2) il circuito si dice, corrispondentemente, *amplificatore della differenza* dei due segnali o, più brevemente, *amplificatore differenziale.*

Se ad un amplificatore differenziale si applicano due segnali esattamente uguali, $e_i' = e_i''$, il segnale d'uscita è nullo, come appare dalla (2); il segnale d'uscita è invece diverso da zero se i due segnali d'entrata sono diversi, anche leggermente. Ad esempio, se è $e_i' = e_i$, $e_i'' = e_i - \delta$, risulta $e_u \cong A_d (e_i - e_i + \delta) \cong A_d \delta$: l'amplificatore, dunque, *annulla la parte comune dei due segnali,* e_i, *mentre ne esalta la differenza* δ. È in tale funzione che l'amplificatore viene adoperato, subendo peraltro dei perfezionamenti che comportano l'uso di due tubi (o di due transistori), come vedremo nei paragrafi seguenti.

All'atto pratico l'annullamento — o *reiezione*, come suol dirsi — della parte comune dei due segnali non si verifica mai in maniera del tutto completa ([8]), cosicchè il segnale d'uscita viene a dipendere in qualche misura anche da tale parte comune: il comportamento dell'amplificatore non è perciò *differenziale* in maniera assolutamente rigorosa. In varia misura soffrono del medesimo difetto tutti gli amplificatori destinati all'amplificazione della differenza di due segnali ed in particolare anche quelli che studieremo nei paragrafi seguenti. Gran cura è posta, perciò, nella loro progettazione e nella loro costruzione affinchè la *reiezione della parte comune* dei due segnali d'entrata sia la più grande possibile in confronto all'*amplificazione della loro differenza*, che è l'effetto utile che si vuole ottenere.

5. — Amplificatore differenziale ad accoppiamento di emettitore.

L'amplificatore differenziale introdotto nel numero precedente ha l'inconveniente che il generatore che fornisce il segnale e_i' al catodo viene a trovarsi in condizioni molto diverse dal generatore che fornisce il segnale e_i'' alla griglia. Basta osservare che — essendo la griglia negativa —

([8]) - La formula (2) è infatti valida solo in prima approssimazione perchè — a parte l'ammissione di linearità di funzionamento — si è assunto che il segnale d'uscita dipenda solo dalla variazione della differenza di potenziale griglia-catodo ΔV_{gk}, mentre invece esso risente anche dell'azione diretta del segnale e_i' nel circuito anodico (si veda a questo proposito il n. 8 del Cap. III). Non sarebbe difficile — basandosi sui paragrafi 8 e 10 del Cap. III — determinare per esercizio, col metodo del circuito differenziale, l'effettiva relazione di dipendenza di e_u da e_i' ed e_i''.

nel secondo non si ha alcuna corrente e perciò la tensione e_i'' coincide praticamente con la f.e.m. e_s'', mentre nel primo si ha l'intera corrente anodica; la tensione e_i' può perciò discostarsi anche notevolmente dalla f.e.m. e_s' a causa della caduta provocata dalla suddetta corrente nella resistenza interna del generatore.

Per mettere i generatori dei due segnali d'ingresso nelle medesime condizioni, il segnale d'ingresso catodico viene ottenuto — invece che direttamente dal generatore — tramite un amplificatore alla cui griglia è applicato il generatore di f.e.m. e_s'. Un caso molto comune è quello in cui l'amplificatore è un *trasferitore catodico*, per cui ne risulta lo schema indicato nella figura 11 (9); agli effetti dell'entrata catodica (mor-

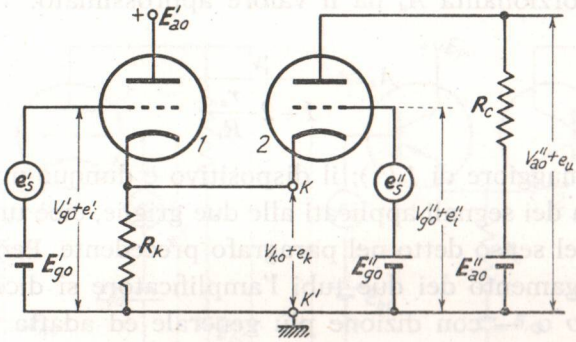


Fig. 11 — Introduzione del segnale catodico del tubo *2* mediante un trasferitore catodico (tubo *1*).

setti KK'), il trasferitore catodico si comporta come un generatore di f.e.m. appena minore della tensione applicata alla sua griglia e_i'. Il segnale e_k applicato al catodo è quindi solo leggermente inferiore ad e_i' e quindi la situazione non è molto dissimile da quella che si aveva nell'amplificatore visto nel paragrafo precedente (fig. 10); ma qui la tensione e_i' coincide praticamente con e_s' perchè il generatore del segnale agisce nel circuito di griglia così come il generatore del segnale e_i''.

Se i due tubi sono uguali ed operano nelle medesime condizioni di funzionamento è possibile dimostrare (e noi lo faremo nel numero se-

(9) - Avendo il catodo del tubo *1* un potenziale di riposo positivo, V_{ko}, tale risulta anche il potenziale del catodo del tubo *2*. Poichè la differenza di potenziale fra le griglie ed i catodi dei due tubi deve essere negativa, i potenziali di polarizzazione delle due griglie, E_{go}', E_{go}''. devono essere positivi ma inferiori a V_{ko}.

guente) che, in condizioni lineari, il segnale d'uscita è approssimativamente proporzionale alla differenza di e_i' ed e_i'' :

$$(1) \qquad e_u \cong A_d (e_i' - e_i'') \ ;$$

occorre però per questo che — con un'opportuna scelta della resistenza R_k — sia soddisfatta la condizione ([10]):

$$(2) \qquad R_k \gg \frac{r_a}{\mu + 1} \ ,$$

dove r_a e μ sono la resistenza anodica differenziale ed il coefficiente di amplificazione dei due tubi. In tali condizioni, come vedremo, il coefficiente di proporzionalità A_d ha il valore approssimato:

$$(3) \qquad A_d \cong \frac{\mu}{1 + 2\dfrac{r_a}{R_c}} \ ,$$

normalmente maggiore di *1* ([11]); il dispositivo è dunque un amplificatore della differenza dei segnali applicati alle due griglie, cioè un amplificatore differenziale, nel senso detto nel paragrafo precedente. Per la particolare forma di collegamento dei due tubi l'amplificatore si dice *ad accoppiamento catodico* o — con dizione più generale ed adatta anche ai transistori — *ad accoppiamento di emettitore.*

Nella figura 12 accanto all'amplificatore differenziale a tubi — disegnato in forma più compatta e generale che nella figura 11 — è indicato l'*amplicatore differenziale a transistori.* Questi devono essere uguali ed operare nelle medesime condizioni di funzionamento; detti β, r_b, r_c i parametri differenziali caratteristici dei transistori e:

$$(4) \qquad \mu = \beta \frac{r_c}{r_b} \ ,$$

il corrispondente *coefficiente di amplificazione di tensione* (Cap. III, n. 13, form. 6), la tensione d'uscita ha l'espressione approssimata:

$$(5) \qquad e_u \cong A_d (e_i' - e_i'') \ .$$

([10]) - Con μ assai maggiore di *1* la condizione (2) può scriversi $R_k \gg r_a/\mu$, ossia (essendo $\mu/r_a = g_m$) semplicemente $R_k \gg 1/g_m$.

([11]) - È sufficiente, per questo, che il denominatore sia minore di μ il che comporta che sia $R_c > 2r_a/(\mu+1)$.

Come per i tubi occorre però scegliere R_e in modo che sia soddisfatta la condizione:

$$(6) \qquad R_e \gg \frac{r_c}{\mu+1} \; ;$$

il coefficiente A_d ha allora l'espressione approssimata:

$$(7) \qquad A_d \cong \frac{\mu}{1+2\dfrac{r_c}{R_c}} \; ,$$

in tutto simile a quella già vista per l'amplificatore a tubi.

Negli amplificatori della figura 12 l'introduzione dell'alimentatore negativo E_{no} nel circuito di emettitore — diffusamente utilizzata negli

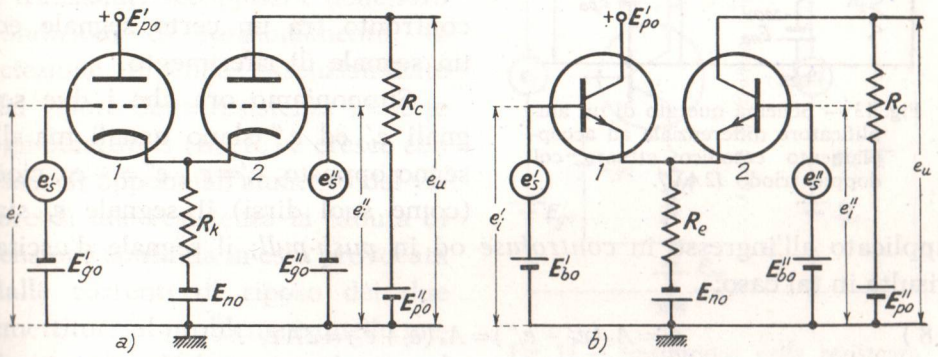


Fig. 12 — Amplificatori differenziali ad accoppiamento di emettitore, a tubi ed a transistori (*n-p-n*).

schemi del capitolo precedente — consente una grande versatilità di funzionamento, permettendo di assegnare ad arbitrio i potenziali di riposo degli elettrodi di regolazione (griglia o base) ([12]), oppure del collettore o dell'emettitore; nello schema della figura 13, ad esempio, i valori di E_{po} ed E_{no} sono scelti in maniera tale che i potenziali di riposo delle griglie siano nulli, per cui i segnali d'ingresso sono applicati direttamente fra ciascuna griglia e massa ([13]).

([12]) - In figura i potenziali di riposo delle griglie sono negativi, quelli delle basi positivi; si tratta però di una semplice indicazione, in quanto essi saranno positivi, negativi o nulli in relazione al potenziale dell'emettitore. In ogni caso le differenze di potenziale fra griglia e catodo devono essere negative, quelle fra base ed emettitore positive (transistori *n-p-n*).

([13]) - Il calcolo del circuito è svolto come esercizio alla fine del paragrafo.

Per renderci conto di alcune caratteristiche dell'amplificatore studiato che lo rendono utile in vari campi dell'elettronica, consideriamo alcune situazioni particolari dei due segnali d'ingresso. Se essi sono uguali fra loro, $e_i' = e_i''$, le formule (1) e (5) ci dicono che il segnale d'uscita è nullo; se invece i due segnali sono leggermente diversi ed è $\delta = e_i' - e_i''$, la tensione d'uscita ha il valore $e_u \cong A_d \delta$. L'amplificatore considerato è dunque in grado di mettere in evidenza ed esaltare l'eventuale differenza fra due segnali dati e può essere utilizzato in tutti quei casi in cui, ad esempio, occorra eseguire un confronto fra un certo segnale ed un segnale di riferimento.

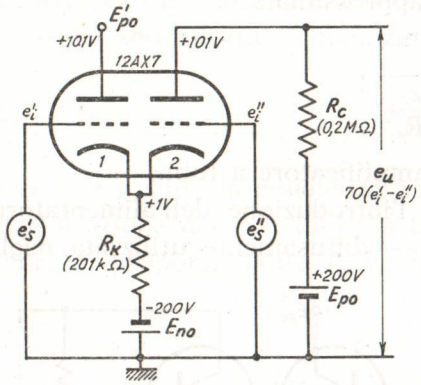


Fig. 13 — Schema quotato di un amplificatore differenziale ad accoppiamento catodico attuato col doppio triodo *12AX7*.

Supponiamo ora che i due segnali e_i' ed e_i'' siano uguali ma di segno opposto, $e_i' = e_i$, $e'' = -e_i$, cioè (come suol dirsi) il segnale e_i sia applicato all'ingresso in *controfase* od in *push-pull*; il segnale d'uscita risulta in tal caso:

$$(8) \qquad e_u = A_d (e_i' - e_i'') = A_d (e_i + e_i) = 2A\, e_i \ .$$

Il segnale d'uscita è quindi quello medesimo che si otterrebbe da un normale amplificatore ad un sol tubo o transistore avente amplificazione $2A_d$ ed al cui ingresso fosse applicato il segnale $-e_i$; ma supponiamo che alle due griglie o basi dell'amplificatore differenziale giunga, insieme ai segnali $e_i' = e_i$ ed $e_i'' = -e_i$, un medesimo segnale disturbante e_o (che potrebbe essere, ad esempio, una tensione alternata alla frequenza di rete presente nella tensione di polarizzazione). I due segnali d'ingresso risultano allora:

$$(9) \qquad e_i' = e_i + e_o \quad , \quad e_i'' = -e_i + e_o \ ,$$

per cui, per la formula (1), la tensione d'uscita viene ad avere il valore:

$$(10) \qquad e_u = A_d (e_i' - e_i'') = A_d [e_i + e_o - (-e_i + e_o)] = 2 A_d e_i \ ,$$

che è quello medesimo che si avrebbe in assenza di segnale disturbante; in un amplificatore ordinario, invece, il segnale disturbante e_d sarebbe

stato amplificato alla pari del segnale utile. Più in generale, qualsiasi causa disturbante che provochi un'*uguale variazione* delle tensioni di regolazione dei due tubi o transistori non ha alcun effetto nel segnale d'uscita; questa proprietà, come vedremo nel Cap. VII, si rivela preziosa in particolare nel funzionamento degli *amplificatori per tensioni continue.*

Naturalmente le proprietà esposte valgono in maniera assoluta solo in condizioni ideali; negli amplificatori reali la reiezione, o cancellazione, del segnale comune e_o non è completa, così come non è esattamente nullo il segnale d'uscita quando è $e_i' = e_i''$. Quando si sia curata al massimo l'eguaglianza dei due tubi o transistori accoppiati e delle loro condizioni di funzionamento, la reiezione dipende essenzialmente dal valore della resistenza in serie agli emettitori (R_k, R_e) e cresce con esso. Si oppone all'aumento del valore di tale resistenza la caduta di tensione continua in essa provocata dalle correnti di riposo dei due emettitori: il problema è quello medesimo che abbiamo esaminato nel n. 3 e si risolve in egual modo. Precisamente, quando — a causa dell'eccessiva caduta di tensione continua — non sia possibile assegnare alla suddetta resistenza un valore così alto da dar luogo ad un'efficiente reiezione dei segnali comuni, essa viene sostituita con un *bipolo elettronico ad alta resistenza differenziale equivalente*, del tipo studiato nel n. 3. Nella figura 14 è mostrato lo schema di principio di un amplificatore differenziale a transistori ottenuto in tal modo ed avente, se ben costruito, una notevolissima capacità di reiezione dei segnali comuni; un circuito analogo è naturalmente ottenibile anche con tubi e conduce ai medesimi risultati.

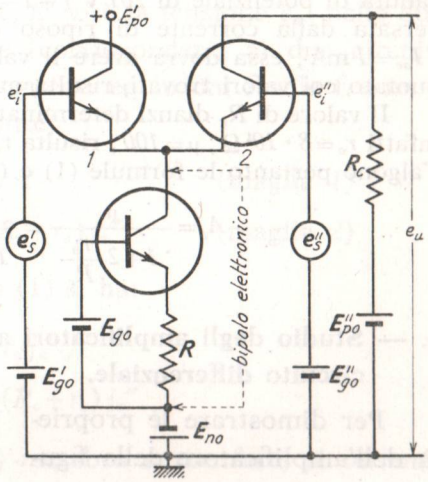


Fig. 14 — Sostituzione della resistenza R_e nell'amplificatore differenziale ad accoppiamento di emettitore con un bipolo elettronico ad alta resistenza differenziale equivalente.

Si vuole attuare un amplificatore differenziale del tipo della figura 12 *a*) valendosi del doppio triodo *12AX7* nelle seguenti condizioni di riposo (Cap. III, n. 3, tav. 1): $V_{ako} = 100$ V, $V_{gko} = -1$ V, $I_{ao} = 0{,}5$ mA, a cui corrisponde $\mu = 100$, $r_a = 80$ kΩ. Sfruttando due alimentatori anodici che forniscono ciascuno la tensione di *200* V, rispettivamente positiva e negativa, si vuole fare in modo che i potenziali di riposo di griglia siano nulli ($E'_{go} = E''_{go} = 0$).

In considerazione di ciò, il potenziale di riposo del catodo deve essere $V_{ko} = +1$ V, affinchè la differenza di potenziale fra le griglie ed il catodo risulti $V_{gko} = -1$ V; le placche dei due tubi dovranno poi avere, a riposo, il potenziale $V_{ao} = 101$ V, onde risulti $V_{ako} = 100$ V. Il potenziale anodico del triodo *1* si otterrà dall'alimentatore E_{po}, abbassandone la tensione al valore *101* V, ad esempio mediante un partitore. Per quanto riguarda il triodo *2*, invece, bisognerà dimensionare R_c in maniera tale che essa provochi una caduta di potenziale di *99* V ($E_{po} - 99 = 200 - 99 = 101$) con la corrente di riposo prescritta di *0,5* mA; dovrà pertanto essere $R_c = 99/5 \cdot 10^{-4} = 198 \cdot 10^3\ \Omega$ ($\cong 0{,}2$ MΩ). Affinchè il potenziale del catodo risulti $+1$ V la resistenza R_k dovrà produrre una caduta di potenziale di *201* V ($+1 - [-E_{no}] = 1 + 200 = 201$); poichè R_k è attraversata dalla corrente di riposo di entrambi i tubi, cioè dalla corrente $2\,I_{ao} = 1$ mA, essa dovrà avere il valore $R_k = 201 \cdot 10^3\ \Omega$. Lo schema completo, quotato coi valori trovati, risulta quello indicato nella figura 13.

Il valore di R_k dianzi determinato soddisfa bene la condizione (2); essendo infatti $r_a = 8 \cdot 10^4\ \Omega$, $\mu = 100$, risulta $r_a/(\mu + 1) \cong 800\ \Omega$ che è molto minore di R_k. Valgono pertanto le formule (1) e (3) ed il valore dell'amplificazione risulta:

$$A_d = \frac{\mu}{1 + 2\,\frac{r_a}{R_c}} = \frac{100}{1 + 2\,\frac{8 \cdot 10^4}{2 \cdot 10^5}} = \frac{100}{1{,}8} \cong 55\ .$$

6. — Studio degli amplificatori accoppiati di emettitore col metodo del circuito differenziale.

Per dimostrare le proprietà dell'amplificatore della figura 15 *a*), enunciate nel paragrafo precedente, ammetteremo di operare in condizioni di linearità e di perfetta eguaglianza dei due tubi ed opereremo col metodo del circuito differenziale. Sostituendo ai due tubi il loro generatore differenziale equivalente ed agli alimentatori dei cortocircuiti, lo schema del circuito differenziale equivalente dell'amplificatore risulta quello indicato nella figura 15 *b*). In esso e'_{gk} ed e''_{gk} sono gli effettivi segnali esistenti fra le due griglia ed i catodi, legati ai segnali d'ingresso e_i' ed e_i''

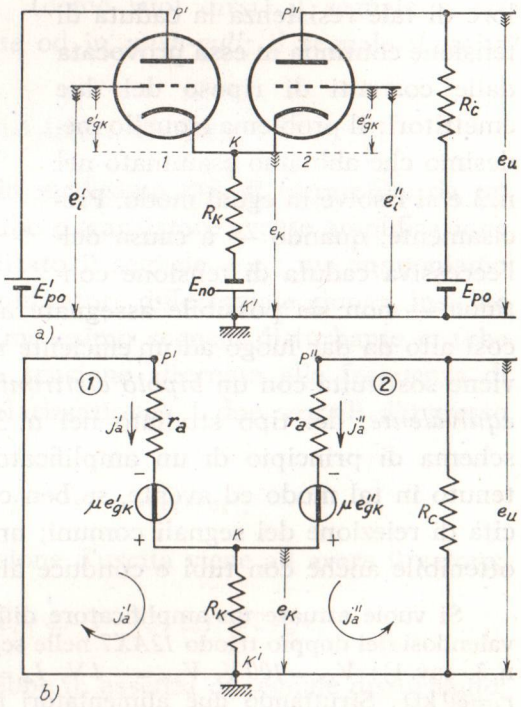


Fig. 15 — Amplificatore ad accoppiamento catodico e suo circuito differenziale.

dalle relazioni:

$$(1) \qquad e'_{gk} = e_i' - e_k \quad , \quad e''_{gk} = e_i'' - e_k \; ;$$

in queste formule e_k è la tensione che nasce nella resistenza R_k per il passaggio delle correnti anodiche dei due tubi j_a' ed j_a'' ed ha perciò il valore:

$$(2) \qquad e_k = R_k (j_a' + j_a'') \; .$$

Tenendo presente che fra i punti K, K' vi è la tensione e_k, nelle due maglie *1* e *2* del circuito differenziale (corrispondenti ai due circuiti anodici dei tubi *1* e *2*) sussistono le seguenti equazioni fra le f.e.m. e le cadute di tensione nelle varie resistenze:

$$(3') \qquad \mu e'_{gk} = e_k + r_a j_a' \qquad \text{(maglia } 1\text{)} \; ,$$

$$(3'') \qquad \mu e''_{gk} = e_k + (R_c + r_a) j_a'' \qquad \text{(maglia } 2\text{)} \; .$$

Sostituendo ad e'_{gk} ed e''_{gk} le espressioni (1) si ha:

$$(4') \qquad \mu e_i' = (\mu + 1) e_k + r_a j_a' \; ,$$

$$(4'') \qquad \mu e_i'' = (\mu + 1) e_k + (R_c + r_a) j_a'' \; .$$

Sommando e sottraendo le (4') e (4'') membro a membro, si ottiene:

$$(5') \qquad \mu (e_i' + e_i'') = 2 (\mu + 1) e_k + r_a (j_a' + j_a'') + R_c j_a'' \; ,$$

$$(5'') \qquad \mu (e_i' - e_i'') = r_a j_a' - (R_c + r_a) j_a'' \; .$$

Poniamo in queste formule:

$$(6) \qquad e_i' + e_i'' = e_S \quad , \quad e_i' - e_i'' = e_D \; ;$$

inoltre nella (5'') sommiamo e sottraiamo il termine $r_a j_a''$. Si ottengono allora le espressioni:

$$(7') \qquad \mu e_S = 2 (\mu + 1) e_k + r_a (j_a' + j_a'') + R_c j_a'' \; ,$$

$$(7'') \qquad \mu e_D = r_a (j_a' + j_a'') - (R_c + 2 r_a) j_a'' \; ;$$

poichè, per la (2), è $j_a' + j_a'' = e_k / R_k$, le precedenti possono riscriversi

$$(8') \qquad \mu e_S = \left[2 (\mu + 1) + \frac{r_a}{R_k} \right] e_k + R_c j_a'' \; ,$$

$$(8'') \qquad \mu e_D = \frac{r_a}{R_k} e_k - (R_c + 2 r_a) j_a'' \; .$$

Da queste equazioni, eliminando e_k, può ricavarsi j_a''; con successivi passaggi e semplificazioni si ottiene l'espressione piuttosto complicata:

$$(9) \qquad j_a'' = \frac{\mu}{R_c + r_a + \dfrac{r_a}{1 + r_a/R_k(\mu+1)}} \left\{ \frac{e_S}{1 + \dfrac{2(\mu+1)R_k}{r_a}} - e_D \right\} .$$

Essa diviene molto più semplice se si fa l'ammissione — introdotta nel paragrafo precedente (form. 2) — che R_k sia molto maggiore di $r_a/(\mu+1)$; risulta allora:

$$(10) \qquad \frac{r_a}{R_k(\mu+1)} \ll 1 \quad , \quad \frac{2(\mu+1)R_k}{r_a} \gg 1 \ ,$$

per cui nella (9) può trascurarsi $r_a/R_k(\mu+1)$ di fronte ad 1 ed 1 di fronte a $2(\mu+1)R_k/r_a$. Si ottiene, così, la formula approssimata:

$$(11) \qquad j_a'' \cong \frac{\mu}{R_c + 2r_a} \left\{ \frac{e_S r_a}{2(\mu+1)R_k} - e_D \right\} .$$

Dallo schema *b*) della figura 15 appare chiaramente che il segnale d'uscita e_u è pari alla caduta di tensione prodotta da j_a'' nella resistenza R_c col segno cambiato, $e_u = -R_c j_a''$. Si ha perciò:

$$(12) \qquad e_u \cong \frac{\mu R_c}{R_c + 2r_a} \left\{ e_D - e_S \frac{r_a}{2(\mu+1)R_k} \right\} .$$

Questa formula mostra che il segnale d'uscita non è proporzionale alla differenza $e_D = e_i' - e_i''$ dei segnali d'ingresso, ma dipende anche dalla loro somma e_S; se, perciò, i due segnali sono uguali ($e_D = 0$) l'uscita non è nulla, come dovrebbe essere in un amplificatore differenziale teorico. Si capisce però che il termine della (12) dipendente dalla somma dei segnali si può rendere piccolo quanto si vuole pur di rendere R_k sufficientemente grande di fronte ad $r_a/(\mu+1)$. L'amplificatore può allora ritenersi praticamente differenziale ed il suo segnale d'uscita viene ad avere l'espressione:

$$(13) \qquad e_u \cong \frac{\mu R_c}{R_c + 2r_a} e_D \cong \frac{\mu}{1 + 2\dfrac{r_a}{R_c}} (e_i' - e_i'') \ ,$$

come si è ammesso nelle formule (1) e (3) del n. 5; con le medesime ipotesi l'espressione (11) della corrente j_a'' diviene:

$$(14) \qquad j_a'' \cong -\frac{\mu}{2r_a + R_c} (e_i' - e_i'') \ .$$

Le formule (13) e (14) possono interpretarsi come le espressioni della corrente e della tensione nella resistenza R_c prodotte da un generatore avente f. e. m. $\mu\,(e_i' - e_i'')$ e resistenza interna $2r_a$, come è indicato nella figura 16 *a*); ciò conduce a considerare il circuito della figura 16 *a*) come l'effettivo circuito differenziale dell'amplificatore ad accoppiamento catodico per quanto riguarda la sua uscita. Esso risulta utile per calcolare la tensione, la corrente e la potenza che l'amplificatore può fornire ad un eventuale utilizzatore collegato alla sua uscita, come è schematicamente indicato nella figura 16 *b*)

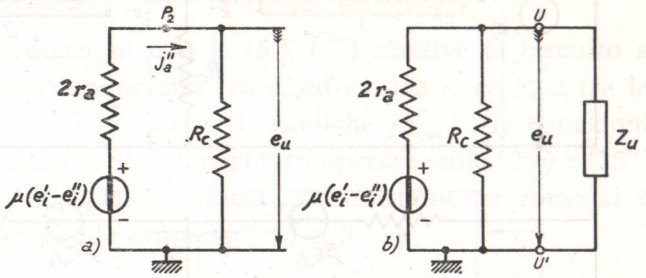


Fig. 16 — Circuito equivalente dell'amplificatore ad accoppiamento catodico nei riguardi dell'uscita.

La dimostrazione delle proprietà dell'amplificatore a transistori si conduce in maniera analoga a quella usata per gli amplificatori a tubi. Sostituendo nello schema *b*) della figura 12 ai due transistori — supposti identici — i loro quadripoli differenziali equivalenti si ottiene il circuito differenziale della figura 17 *a*). Agli schemi parallelo dei generatori differenziali (con resistenza interna r_c e correnti di c. c. $\beta\, j_b'$, $\beta\, j_b''$) sostituiamo i corrispondenti schemi in serie (con pari resistenza e con f. e. m. $\beta\, r_c\, j_b'$, $\beta\, r_c\, j_b''$; ridisponendo poi diversamente le varie parti del circuito, si ottiene lo schema della figura 17 *b*) su cui è possibile operare più comodamente. Dalle varie maglie di esso si ottengono le equazioni:

$$(15')\qquad \beta r_c j_b' = r_c j_c' + e_e \ ,$$

$$(15'')\qquad \beta r_c j_b'' = (r_c + R_c) j_c'' + e_e \ ,$$

$$(16')\qquad j_b' = (e_i' - e_e)/r_b \ ,$$

$$(16'')\qquad j_b'' = (e_i'' - e_e)/r_b \ .$$

Si ha poi anche:

$$(17)\qquad e_e = R_e[(j_c' + j_b') + (j_c'' + j_b'')] \ ;$$

se si opera — come supporremo nel seguito — con transistori aventi coefficienti di amplificazione β molto elevati (tali quindi che j_c' ed j_c''

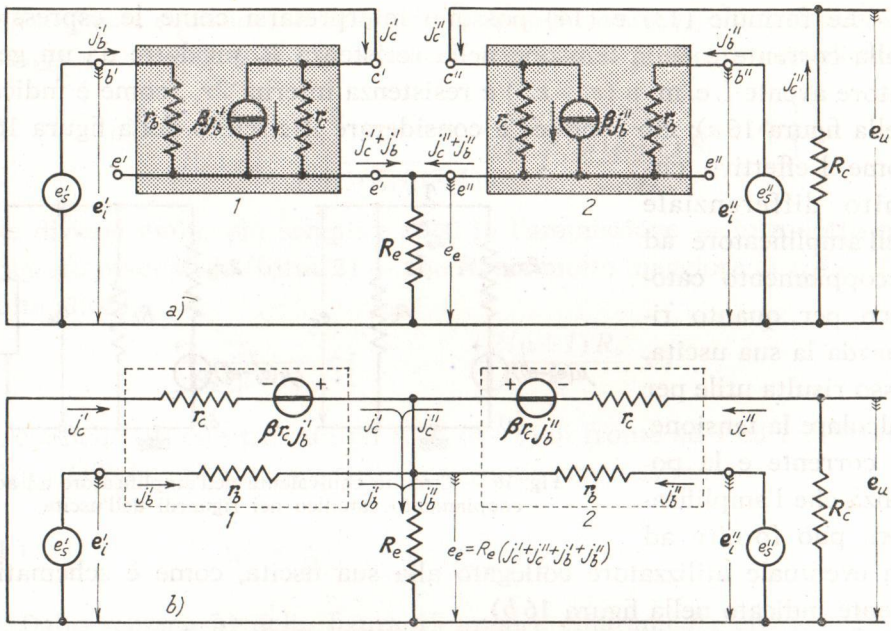


Fig. 17 — Circuiti differenziali dell'amplificatore a transistori ad accoppiamento di emettitore della figura 12 *b*).

siano molto grandi di fronte alle corrispondenti correnti di base j_b' ed j_b'') alla (17) si può sostituire la formula approssimata:

$$(18) \qquad e_e \cong R_e(j_c' + j_c'') \ ,$$

analoga a quella valida per i circuiti a tubi (form. 2).

Sommando e sottraendo membro a membro le (15) fra loro e le (16) fra loro si ottengono le espressioni:

$$(19) \qquad \beta r_c(j_b' + j_b'') = r_c j_c' + (r_c + R_c) j_c'' + 2e_e \ , \qquad [(15') + (15'')]$$

$$(20) \qquad \beta r_c(j_b' - j_b'') = r_c j_c' - (r_c + R_c) j_c'' \ , \qquad [(15') - (15'')]$$

$$(21) \qquad j_b' + j_b'' = \frac{e_i' + e_i''}{r_b} - \frac{2e_e}{r_b} \ , \qquad [(16') + (16'')]$$

$$(22) \qquad j_b' - j_b'' = \frac{e_i' - e_i''}{r_b} \ . \qquad [(16') - (16'')]$$

Sostituendo le (21) e (22) nelle (19) e (20) si ottengono le equazioni:

$$(23) \qquad \frac{\beta r_c}{r_b}(e_i' + e_i'') - \frac{2\beta r_c}{r_b} e_e = r_c(j_c' + j_c'') + R_c j_c'' 2e_e \ ,$$

$$(24) \qquad \frac{\beta r_c}{r_b}(e_i' - e_i'') = r_c j_c' - (r_c + R_c) j_c'' \ .$$

Introducendo in queste l'espressione del coefficiente di amplificazione $\mu = \beta r_c / r_b$ (n. 5, form. 4) si ottiene:

$$(25') \qquad \mu(e_i' + e_i'') = 2(\mu + 1)\, e_e + r_c (j_c' + j_c'') + R_c\, j_c'' \,,$$

$$(25'') \qquad \mu(e_i' - e_i'') = r_c\, j_c' - (R_c + r_c)\, j_c'' \,.$$

Si confrontino tali equazioni con le (5'), (5'') relative al circuito a tubi: se si stabilisce la corrispondenza fra e_e ed e_k, fra r_c ed r_a e fra le correnti di collettore j_c', j_c'' e le correnti anodiche j_a', j_a'', le equazioni possono considerarsi identiche. Si può pertanto operare sulle (25') e (25'') come sulle (5') e (5'') giungendo a dimostrare, esattamente come si è fatto per i tubi, le proprietà già ammesse nel n. 5.

7. — Amplificatore differenziale simmetrico ad accoppiamento di emettitore.

Nell'amplificatore con entrata catodica e di griglia della figura 10 (n. 4) il segnale e_i' può essere applicato al catodo, oltre che per mezzo di un trasferitore (come nell'amplificatore testè studiato), anche valendosi dell'uscita catodica dell'amplificatore a doppia uscita studiato nei nn. 9-10 del Cap. III (figg. 34, 39); si ottiene in tal modo il circuito della figura 18 che è ancora un *amplificatore ad accoppiamento catodico*, il quale si dimostra molto versatile — ha due segnali d'ingresso e due segnali d'uscita ([14]) — ed offre vaste possibilità d'impiego in vari campi dell'elettronica. Un circuito del tutto analogo si ottiene sostituendo i transistori ai tubi.

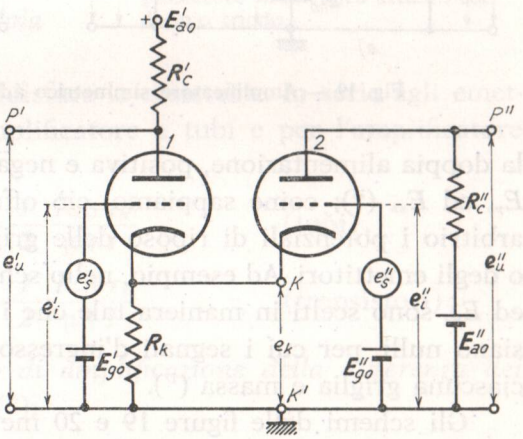


Fig. 18 — L'entrata catodica del tubo 2 è ottenuta sfruttando l'uscita catodica del tubo 1.

([14]) - Ai due segnali d'uscita anodici, presenti sulle placche dei due tubi, si può aggiungere un terzo segnale d'uscita, e_k, disponibile fra catodo e massa: in condizioni di linearità esso è proporzionale alla somma dei segnali d'ingresso.

Normalmente il circuito della figura 18 è attuato con due tubi ([15]) o due transistori uguali operanti nelle medesime condizioni di riposo; identiche sono pure le due resistenze R_c' ed R_c'' ($R_c' = R_c'' = R_c$) e le tensioni di alimentazione e di polarizzazione. In queste condizioni l'amplificatore, attuato con tubi o con transistori, può essere ridisegnato nel modo indicato nella figura 19. Nei due amplificatori è anche introdotta

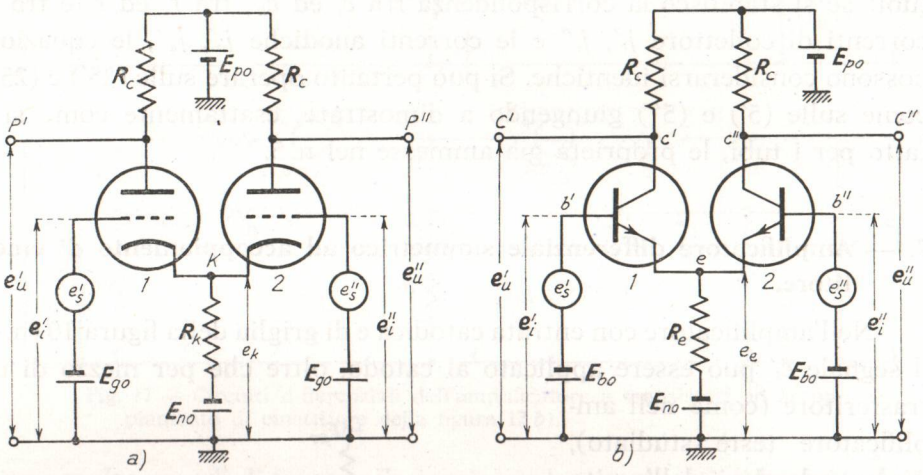


Fig. 19 — Amplificatore simmetrico ad accoppiamento di emettitore.

la doppia alimentazione, positiva e negativa, attuata con gli alimentatori E_{po} ed E_{no} ([16]); come sappiamo, ciò offre la possibilità di assegnare ad arbitrio i potenziali di riposo delle griglie e basi, oppure dei collettori o degli emettitori. Ad esempio, nello schema della figura 20 i valori di E_{po} ed E_{no} sono scelti in maniera tale che i potenziali di riposo delle griglie siano nulli, per cui i segnali d'ingresso sono direttamente applicati fra ciascuna griglia e massa ([17]).

Gli schemi delle figure 19 e 20 mettono in evidenza che il circuito

([15]) - Spesso i due tubi sono contenuti entro un medesimo bulbo (doppio triodo, doppio pentodo).

([16]) - Nella figura 19 i potenziali di riposo delle griglie sono negativi, quelli delle basi positivi; si tratta però di una semplice indicazione, in quanto essi possono essere positivi, negativi o nulli a seconda del valore del potenziale dell'emettitore. In ogni caso le differenze di potenziale fra le griglie ed il catodo devono essere negative, quelle fra le basi e l'emettitore positive (*n-p-n*).

([17]) - Il calcolo del circuito è svolto come esercizio alla fine del paragrafo.

in esame è perfettamente simmetrico e può essere considerato un tutto unico in cui entrambi i tubi o transistori possono essere pensati ad uscita di collettore e di emettitore e, contemporaneamente, ad entrata di emettitore: esso è un *amplificatore simmetrico ad accoppiamento di emettitore* con due segnali d'ingresso, e_i', e_i'', e due segnali d'uscita e_u', e_u''. Si verifica — e noi lo mostreremo nel paragrafo seguente — che *se la resistenza in serie agli emettitori è sufficientemente grande, i due segnali d'uscita sono sempre uguali e di segno opposto* ([18]), $e_u' = -e_u''$, *e sono proporzionali alla differenza dei due segnali d'ingresso*:

$$(1) \qquad \begin{cases} e_u' \cong A_d (e_i'' - e_i') \ , \\ e_u'' \cong A_d (e_i' - e_i'') \ ; \end{cases}$$

il circuito considerato è dunque un *amplificatore differenziale a doppia uscita bilanciata.*

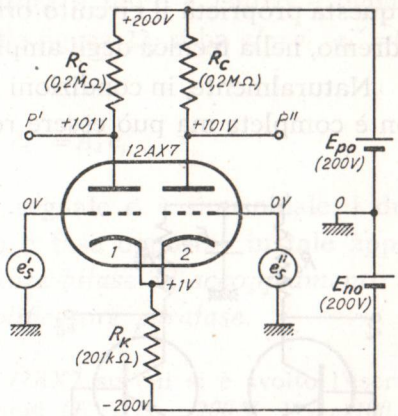


Fig. 20 — Schema quotato di un amplificatore simmetrico attuato con doppio triodo.

La condizione a cui deve soddisfare la resistenza in serie agli emettitori è, rispettivamente per l'amplificatore a tubi e per l'amplificatore a transistori:

$$(2') \qquad R_k \gg \frac{1}{2} \frac{R_c + r_a}{\mu + 1} \qquad \text{(tubi)},$$

$$(2'') \qquad R_e \gg \frac{1}{2} \frac{R_c + r_c}{\mu + 1} \qquad \text{(transistori)};$$

corrispondentemente il *rapporto di amplificazione della differenza dei segnali* ha i valori approssimati ([19]):

$$(3') \qquad A_d \cong \frac{\mu/2}{1 + r_a/R_c} \qquad \text{(tubi)},$$

$$(3'') \qquad A_d \cong \frac{\mu/2}{1 + r_c/R_c} \qquad \text{(transistori)}.$$

([18]) - Si suole per questo dire che le due uscite sono *bilanciate* od *in push-pull.*

([19]) - Esso coincide col rapporto di amplificazione di un ordinario amplificatore ad uscita di collettore con emettitore a massa attuato con un tubo od un transistore aventi coefficiente di amplificazione pari a $\mu/2$ (Cap. III, n. 4, form. 2; n. 13, form. 7).

I due segnali d'uscita dell'amplificatore simmetrico godono delle medesime proprietà già messe in evidenza per l'unico segnale d'uscita dell'amplificatore differenziale dissimmetrico (n. 5). In particolare, in condizioni ideali, i due segnali d'uscita non risentono alcun effetto se un medesimo segnale disturbante risulta applicato ai due ingressi: in virtù di questa proprietà il circuito ora studiato ha impiego molto vasto, come vedremo, nella tecnica degli amplificatori per tensioni continue (Cap. VII).

Naturalmente, in condizioni reali, la *reiezione* del segnale disturbante non è completa ma può essere resa molto grande con una buona proget-

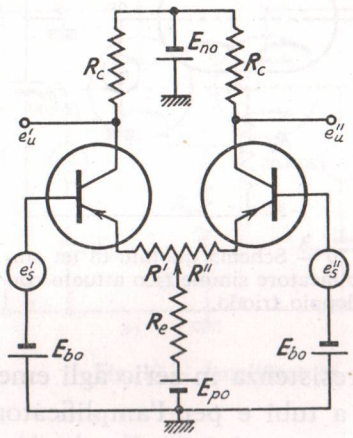


Fig. 21 — Metodo di simmetrizzazione, o bilanciamento, dell'amplificatore (transistori *p-n-p*).

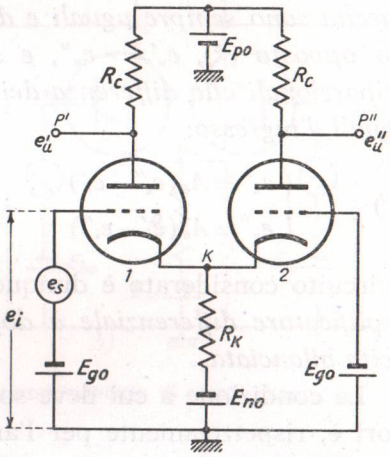


Fig. 22 — Amplificatore ad accoppiamento catodico con un solo segnale d'ingresso e due segnali d'uscita bilanciati.

tazione ed un'accurata costruzione. Occorre, a questo proposito, che la costituzione del circuito sia mantenuta più simmetrica possibile; e poichè è difficile che i due tubi o transistori operino esattamente nelle stesse condizioni, si usa porre in serie agli emettitori due resistenze che, regolate opportunamente, portano i due tubi o transistori a lavorare in maniera identica. Il metodo pratico è indicato nella figura 21 nel caso di un amplificatore a transistori ed un circuito analogo è usato per gli amplificatori a tubi: le resistenze di regolazione sono le due parti R', R'' in cui la resistenza del partitore viene divisa dal cursore mobile. Ottenuta la simmetrizzazione, la reiezione del segnale disturbante è tanto più grande quanto più elevato è il valore di R_k od R_e: i migliori risultati si ottengono col metodo — già indicato nel n. 5 (fig. 14) — di sostituire

la R_k o la R_c con un bipolo elettronico di elevatissima resistenza differenziale equivalente.

L'amplificatore simmetrico ad accoppiamento di emettitore è spesso utilizzato per produrre due segnali uguali e di segno opposto, proporzionali ad un segnale dato e_i; questo si ottiene automaticamente quando uno dei segnali d'ingresso dell'amplificatore è nullo e l'altro è uguale ad e_i. Se, ad esempio, come è indicato nella figura 22, si ha $e_i' = e_i$, $e_i'' = 0$, le formule (1) divengono:

$$(4) \qquad e_u' = -A_d e_i \quad , \quad e_u'' = A_d e_i \ ,$$

con A_d espresso dalla formula (3). Se il segnale e_i è sinusoidale, i due segnali di uscita hanno uguale ampiezza e fase opposta: in tale applicazione il circuito si denomina *amplificatore bifase ad accoppiamento di emettitore*, od anche qualche volta, *amplificatore parafase*.

Operando col medesimo doppio-triodo *12AX7* su cui si è svolto l'esercizio alla fine del n. 5 e nelle stesse condizioni ($E_{po} = E_{no} = 200$ V, $V_{ako} = 100$ V, $V_{gko} = -1$ V, $I_{ao} = 0{,}5$ mA; $\mu = 100$, $R_a = 80$ kΩ), si vuole attuare un amplificatore del tipo della figura 19 con potenziale di riposo di griglia uguali a zero.

In considerazione di ciò i potenziali di riposo dei catodi e delle placche devono essere rispettivamente $V_{ko} = +1$ V, $V_{ao} = 101$ V. Pertanto la resistenza R_k che è attraversata dalla corrente di riposo di entrambi i tubi, $2\ I_{ao} = 1$ mA, dovrà provocare una caduta di tensione $V_{ko} - (-E_{no}) = 1 + 200 = 201$ V ed avrà, conseguentemente il valore $R_k = 201 \cdot 10^3\ \Omega$. Le resistenze R_c, percorse dalla corrente $I_{ao} = 0{,}5$ mA, devono provocare una caduta di tensione $E_{po} - V_{ao} = 200 - 101 = 99$ V; esse dovranno perciò avere il valore $R_c = 99/5 \cdot 10^{-4} = 198 \cdot 10^3\ \Omega$ ($\cong 0{,}2$ MΩ). Lo schema completo, quotato coi valori trovati, risulta quello indicato nella figura 20.

I valori di R_k e di R_c determinati soddisfano la condizione (2); si ha infatti:

$$\frac{1}{2}\,\frac{R_c + r_a}{\mu + 1} = \frac{1}{2}\,\frac{200 \cdot 10^3 + 80 \cdot 10^3}{101} \cong 1{,}4 \cdot 10^3 \ ,$$

molto minore di $R_k \cong 200 \cdot 10^3$. Valgono pertanto le formule (1) e (3) e l'amplificazione risulta:

$$A_d = \frac{\mu/2}{1 + r_a/R_c} \cong \frac{50}{1 + 80/200} \cong \frac{50}{1{,}4} \cong 36 \ .$$

Nell'amplificatore dissimmetrico esaminato alla fine del n. 5, attuato con gli stessi componenti circuitali, l'amplificazione risultava più grande, $A_d \cong 55$, ma si aveva un solo segnale d'uscita invece che due, uguali ed opposti, come nel caso attuale.

8. — Studio degli amplificatori simmetrici ad accoppiamento di emettitore col metodo del circuito differenziale.

Per dimostrare le proprietà degli amplificatori simmetrici ad accoppiamento di emettitore, enunciate nel paragrafo precedente, procederemo come abbiamo fatto nel n. 6 per l'amplificatore dissimmetrico: ammettendo di operare in condizioni di linearità e di perfetta eguaglianza dei due tubi o transistori applicheremo all'amplificatore il metodo del circuito differenziale. Ci limiteremo a fare ciò per l'amplificatore a transistori essendo facile ripetere per i tubi la dimostrazione già fatta nel n. 6.

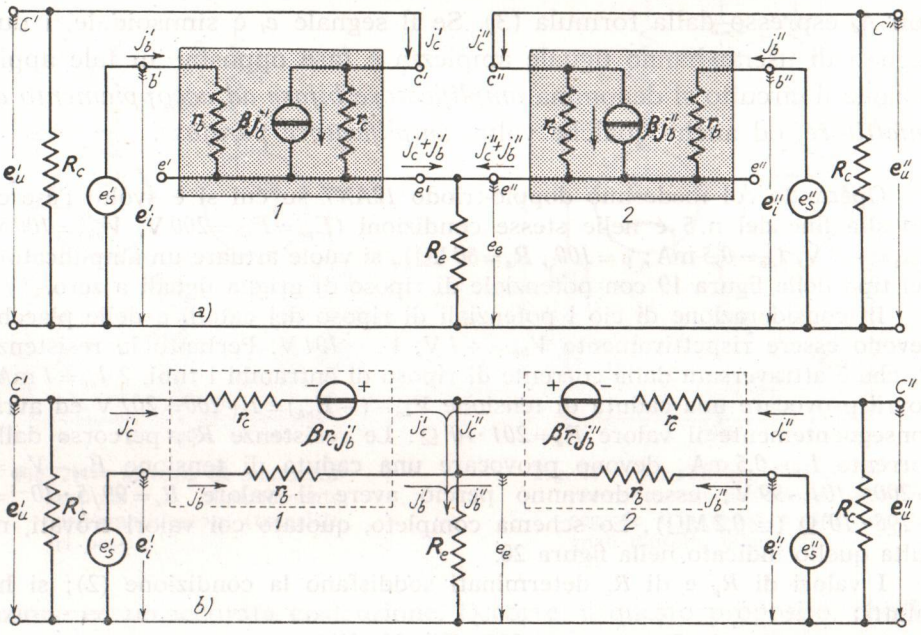


Fig. 23 — Circuiti differenziali dell'amplificatore a transistori simmetrico ad accoppiamento di emettitore (fig. 19 *b*).

Sostituendo, nell'amplificatore della figura 19 *b*), ai due transistori il loro quadripolo differenziale equivalente ed agli alimentatori dei cortocircuiti, lo schema del circuito differenziale risulta quello indicato nella figura 23 *a*) che differisce da quello della figura 17 *a*) unicamente per avere la resistenza R_c anche nel circuito di collettore del transistore *1*. Operando come nel n. 6 in relazione alla figura 17, lo schema può trasformarsi in quello *b*) della medesima figura 23 unicamente sostituendo nei generatori differenziali lo schema serie a quello parallelo. Dalle varie

maglie del circuito della figura 23 *b*) si ottengono le equazioni:

$$(1') \qquad \beta r_c j_b' = (r_c + R_c) j_c' + e_e \ ,$$

$$(1'') \qquad \beta r_c j_b'' = (r_c + R_c) j_c'' + e_e \ ,$$

$$(2) \qquad j_b' = \frac{e_i' - e_e}{r_b} \quad , \quad j_b'' = \frac{e_i'' - e_e}{r_b} \ .$$

Si ha poi anche:

$$(3) \qquad e_e = R_e [(j_c' + j_b') + (j_c'' + j_b'')] \ ;$$

se si opera nelle stesse condizioni dette nel n. 6 in relazione all'equazione (17), la (3) può sostituirsi con la seguente formula approssimata:

$$(4) \qquad e_e \cong R_e (j_c' + j_c'') \ .$$

Sostituiamo ora nelle equazioni (1) le espressioni di j_b' ed j_b'' fornite dalle (2); si ottiene:

$$(5') \qquad \frac{\beta r_c}{r_b} (e_i' - e_e) = (r_c + R_c) j_c' + e_e \ .$$

$$(5'') \qquad \frac{\beta r_c}{r_b} (e_i'' - e_e) = (r_c + R_c) j_c'' + e_e \ .$$

Introducendo in queste il coefficiente di amplificazione di tensione dei transistori $\mu = \beta r_c / r_b$, si ottengono le equazioni:

$$(6') \qquad \mu e_i' = (r_c + R_c) j_c' + (\mu + 1) e_e \ ,$$

$$(6'') \qquad \mu e_i'' = (r_c + R_c) j_c'' + (\mu + 1) e_e \ ,$$

che, insieme con la (4), consentono di ricavare i valori di j_c' ed j_c''. Dopo alcuni passaggi si ottengono, per le due correnti, le seguenti espressioni:

$$(7) \qquad j_c' = \frac{\mu/2}{r_c + R_c} e_D - \frac{\mu/2}{2(\mu + 1) R_e + R_c + r_c} e_S \ ,$$

$$(8) \qquad j_c'' = -\frac{\mu/2}{r_c + R_c} e_D + \frac{\mu/2}{2(\mu + 1) + R_c + r_c} e_S \ ,$$

dove si è posto:

$$(9) \qquad e_D = e_i' - e_i'' \quad , \quad e_S = e_i' + e_i'' \ .$$

Dallo schema *b*) della figura 23 appare chiaramente che i segnali d'uscita sono uguali alle cadute di tensione sulle due resistenze R_c, col segno

cambiato: $e_u' = -R_c j_c'$, $e_u'' = -R_c j_c''$. Dalle (7) ed (8) si ricava allora agevolmente:

$$(10') \qquad e_u' = -\frac{\mu R_c}{2(r_c+R_c)}\left[e_D - \frac{1}{1+\dfrac{2(\mu+1)R_e}{r_c+R_c}}\, e_S\right],$$

$$(10'') \qquad e_u'' = \frac{\mu R_c}{2(r_c+R_c)}\left[e_D - \frac{1}{1+\dfrac{2(\mu+1)R_e}{r_c+R_c}}\, e_S\right].$$

I due segnali d'uscita sono uguali fra loro e di segno opposto (*uscita bilanciata*) ma non sono rigorosamente proporzionali alla differenza e_D dei segnali d'ingresso, in quanto dipendono in qualche misura dalla loro somma e_S è moltiplicata per il coefficiente:

$$(11) \qquad \alpha = \frac{1}{1+\dfrac{2(\mu+1)R_e}{r_c+R_c}},$$

minore di *1*. Se si ammette — come si è fatto nel n. 7 (form. 2″) che R_e sia molto grande di fronte ad $(r_c+R_c)/2(\mu+1)$, si ha:

$$(12) \qquad \frac{2(\mu+1)R_e}{r_c+R_c} \gg 1,$$

per cui il coefficiente α può scriversi:

$$(13) \qquad \alpha \cong \frac{r_c+R_c}{2(\mu+1)R_e};$$

esso è molto piccolo di fronte all'unità e ciò tanto più, quanto più grande è R_e. In tali condizioni le espressioni (10) possono ridursi alla seguente formula approssimata:

$$(14) \qquad e_u'' = -e_u' \cong \frac{\mu R_c}{2(r_c+R_c)}\, e_D,$$

da cui si deducono le espressioni (1) e (3″) del n. 7.

In alcune applicazioni si considera quale segnale d'uscita dell'amplificatore la differenza di potenziale fra i collettori C' e C'' (fig. 24); essa ha manifestamente il valore:

$$(15) \qquad \Delta v_c = (V_{co}+e_u') - (V_{co}+e_u'') = e_u' - e_u'',$$

e quindi, per le formule (10):

$$(16) \qquad \Delta v_c = -\frac{\mu R_c}{r_c + R_c}\, e_D = \frac{\mu R_c}{r_c + R_c}\,(e_i'' - e_i') \ .$$

Poichè ci siamo valsi delle espressioni corrette (10) dei segnali e_u' ed e_u'' e non delle formule approssimate (14), possiamo dire che la differenza di potenziale fra i due collettori è rigorosamente proporzionale ad e_D, indipendentemente dal valore di R_e: il coefficiente di proporzionalità ha il valore:

$$(17) \qquad A_o = 2A_d = \frac{\mu R_c}{r_c + R_c} \ ,$$

e coincide col rapporto di amplificazione di un ordinario amplificatore con emettitore a massa ed uscita di collettore (Cap. III, n. 13, form. 7).

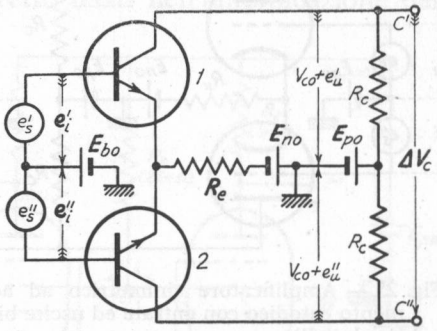


Fig. 24 — In alcune applicazioni si utilizza quale segnale d'uscita la differenza di potenziale Δv_c fra C' e C''.

La dimostrazione ed i calcoli svolti per l'amplificatore a transistori possono ripetersi con varianti evidenti per gli amplificatori a tubi.

9. — **Amplificatore simmetrico ad accoppiamento di emettitore con entrate ed uscite bilanciate (amplificatore push-pull).**

Abbiamo visto nel n. 7 che se alle entrate dell'amplificatore ad accoppiamento di emettitore si applicano due segnali e_i' ed e_i'' e sono soddisfatte le condizioni (rispettivamente per i tubi ed i transistori):

$$(1) \qquad R_k \gg \frac{1}{2}\,\frac{r_a + R_c}{\mu + 1} \quad , \quad R_e \gg \frac{1}{2}\,\frac{r_c + R_c}{\mu + 1} \ ,$$

si hanno due segnali d'uscita uguali ed opposti che hanno le espressioni approssimate:

$$(2) \qquad e_u'' = -\,e_u' \cong A_d\,(e_i' - e_i'') \ ,$$

in cui A_d ha il valore approssimato (rispettivamente per i tubi ed i transistori):

$$(3) \qquad A_d \cong \frac{\mu/2}{1 + r_a/R_c} \quad , \quad A_d = \frac{\mu/2}{1 + r_c/R_c} \ .$$

Supponiamo ora che i due segnali d'ingresso siano uguali e di segno opposto, $e_i' = e_i$, $e_i'' = -e_i$, cioè l'entrata sia — come suol dirsi — *bilanciata* ([20]); poichè, come sappiamo, l'uscita è sempre bilanciata, l'amplificatore simmetrico si dice, in queste condizioni, *ad entrata ed uscita bilanciate*. Con una denominazione comune nella tecnica elettronica, esso poi viene anche chiamato *amplificatore push-pull ad accoppiamento di emettitore*; il suo schema, disegnato nel modo indicato nella figura 25, mette in evidenza, anche graficamente, la sua analogia col noto amplificatore push-pull a trasformatore (Vol. I, Cap. XII, n. 7). Naturalmente uno schema analogo vale per gli amplificatori a transistori.

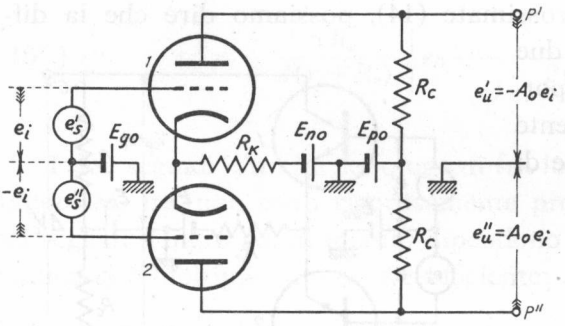


Fig. 25 — Amplificatore simmetrico ad accoppiamento catodico con entrate ed uscite bilanciate (push-pull).

Essendo $e_i' = -e_i'' = e_i$, risulta per la (2):

$$(4) \qquad e_u'' = -e_u' = 2A_d\, e_i = A_o\, e_i \ ,$$

i due segnali risultano quelli medesimi che si avrebbero se i due amplificatori che compongono il circuito della figura 25 fossero staccati fra loro ed R_k non esistesse. Essi sono infatti la versione amplificata e rovesciata del segnale d'ingresso del proprio tubo ed il rapporto di amplificazione:

$$(5) \qquad A_o = 2A_d = \frac{\mu}{1 + r_a/R_c} \ ,$$

è quello medesimo che si avrebbe se non esistesse R_k e ciascun catodo fosse direttamente collegata a massa. Può sembrare che l'amplificatore ora esaminato non rappresenti che un'inutile complicazione rispetto al normale amplificatore a tubo singolo. Ma la realtà è assai diversa ed i vantaggi dell'amplificatore ad entrata ed uscita bilanciate sono rilevanti;

([20]) - I due segnali d'ingresso, uguali e di segno opposto, potrebbero provenire dall'amplificatore ad uscita bilanciata della figura 22 operante con un solo segnale d'ingresso.

può infatti ripetersi per esso quanto si è detto per l'amplificatore ad accoppiamento di emettitore dissimmetrico (n. 5). In particolare i segnali d'uscita risultano indipendenti da qualsiasi causa disturbante che provochi un'*uguale* variazione delle tensioni di griglia dei due tubi; ciò rappresenta una preziosa proprietà che rende l'amplificatore push-pull ad accoppiamento catodico molto utile, specialmente nell'attuazione degli amplificatori a collegamento diretto usati nell'amplificazione delle tensioni continue. Naturalmente le medesime conclusioni valgono per gli amplificatori a transistori.

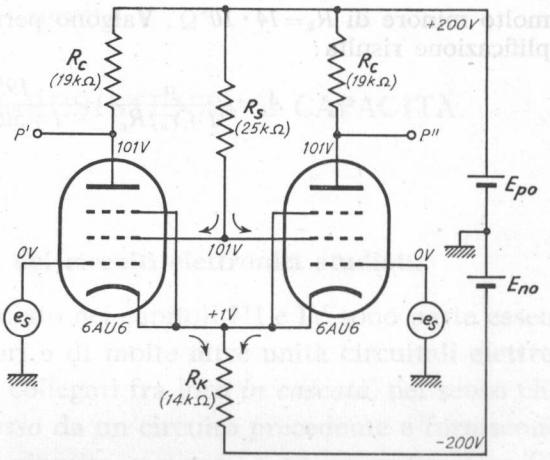


Fig. 26 — Amplificatore push-pull ad accoppiamento di emettitore attuato con pentodi.

Negli amplificatori ad accoppiamento catodico al posto del triodo possono essere usati, ugualmente bene, pentodi e tubi a fascio: nella figura 26 è indicato lo schema quotato di un amplificatore push-pull ad accoppiamento catodico attuato con due pentodi *6AU6*. Si noti il particolare dell'alimentazione degli schermi mediante un'unica resistenza di caduta, senza l'usuale *condensatore di fuga* (Vol. I, Cap. X, n. 13); la ragione di ciò è che le variazioni delle correnti di schermo dei due tubi, dovute ai segnali d'ingresso, sono uguali e di segno opposto, per cui producono effetto nullo sulle resistenza R_s. Deriva da ciò che la caduta di potenziale in R_s non subisce variazioni e pertanto il potenziale degli schermi risulta costante; poichè anche il potenziale dei catodi non varia, le differenze di potenziale fra schermo e catodo nei due tubi risultano costanti e ciò indipendentemente dalla presenza del condensatore di fuga.

Dimensioneremo per esercizio l'amplificatore della figura 26 coi pentodi *6AU6* operanti nelle seguenti condizioni di riposo (Cap. III, n. 3, tav. 1): $V_{ako} = 100$ V, $V_{gko} = -1$ V, $V_{sko} = 100$ V, a cui corrisponde $I_{ao} = 5{,}2$ mA, $I_{so} = 2$ mA, $\mu = 1950$, $r_a = 500$ kΩ. Poichè i potenziali di riposo delle griglie sono nulli, quelli dei catodi, delle placche e degli schermi devono avere rispettivamente i valori $V_{ko} = +1$ V, $V_{ao} = 101$ V, $V_{so} = 101$ V. Deriva da ciò: *a*) la resistenza

R_k (attraversata dalla corrente $2\,I_{ao}+2\,I_{so}=14{,}4\cdot 10^{-3}$ A) avrà il valore $R_k=201/14{,}4\cdot 10^{-3}=14\cdot 10^3\,\Omega$; *b*) le resistenze R_c (percorse dalla corrente $I_{ao}=5{,}2\cdot 10^{-3}$ A) avranno il valore $R_c=99/5{,}2\cdot 10^{-3}\cong 19\cdot 10^3\,\Omega$; *c*) la resistenza R_s (attraversata dalla corrente $2\,I_{so}=4\cdot 10^{-3}$ A) avrà il valore $R_s=99/4\cdot 10^{-3}\cong 25\cdot 10^3\,\Omega$.

I valori di R_k ed R_c così determinati soddisfano abbastanza bene la condizione (1); si ha infatti:

$$\frac{1}{2}\,\frac{R_c+r_a}{\mu+1}\cong\frac{1}{2}\,\frac{519\cdot 10^3}{1950}\cong 135\ ,$$

molto minore di $R_k=14\cdot 10^3\,\Omega$. Valgono pertanto le formule (4) e (5) e l'amplificazione risulta:

$$A_o=\frac{\mu}{1+r_a/R_c}=\frac{1950}{1+500/19}\cong 72\ .$$

CAPITOLO V

AMPLIFICATORI A RESISTENZA E CAPACITÀ

1. — Collegamento in cascata dei circuiti elettronici studiati.

I circuiti che abbiamo studiato nei capitoli III e IV sono parte essenziale dei complessi amplificatori e di molte altre unità circuitali elettroniche; generalmente essi sono collegati fra loro *in cascata*, nel senso che essi ricevono il *segnale d'ingresso* da un circuito precedente e forniscono il proprio *segnale di uscita* al circuito seguente o ad un *utilizzatore* (1). Vi sono due metodi fondamentali per fare ciò: uno è il collegamento fra i successivi *stadi* o all'utilizzatore *mediante condensatori*; l'altro è il *collegamento diretto* (o con l'interposizione di un partitore resistivo) dei morsetti d'uscita di uno stadio coi morsetti d'entrata dello stadio successivo o dell'utilizzatore.

Il primo sistema, ben noto per l'applicazione che se n'è fatta nel I e II volume formerà oggetto di studio di questo capitolo e del successivo; il secondo sistema è alla base degli *amplificatori per tensioni continue* e sarà preso in considerazione nel Cap. VII. Nel secondo caso, a causa del collegamento diretto fra gli stadi, vi è una stretta interdipendenza fra i potenziali continui presenti nei circuiti d'uscita e d'entrata di due stadi successivi. I potenziali di riposo di ciascuno stadio devono perciò essere dimensionati non solamente in vista di un corretto funzionamento dello stadio, ma anche in relazione al funzionamento dello sta-

(1) - Naturalmente, se i circuiti sono a doppia entrata o a doppia uscita, i segnali d'ingresso o d'uscita saranno due.

dio che lo precede e di quello che lo segue; è proprio per questo fatto che nei circuiti elettronici studiati nei due capitoli precedenti abbiamo considerato presenti tre sorgenti di f. e. m. continua E_{po}, E_{no}, E_{go}, agendo

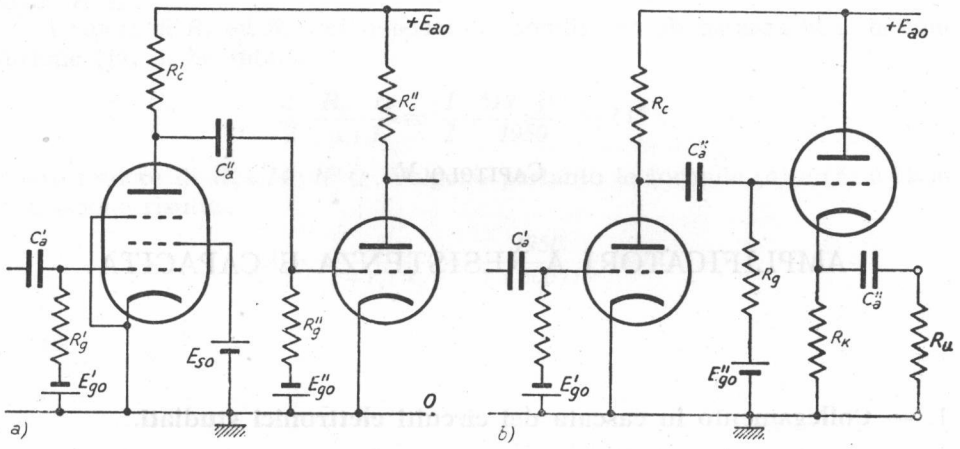


Fig. 1 — Esempi di accoppiamento a capacità.

sulle quali è possibile dosare i potenziali di riposo nel circuito d'ingresso e di uscita, come vedremo nel Cap. VII.

Nel caso del collegamento a capacità, invece, la presenza del *condensatore di accoppiamento* fa sì che il potenziale continuo che si ha

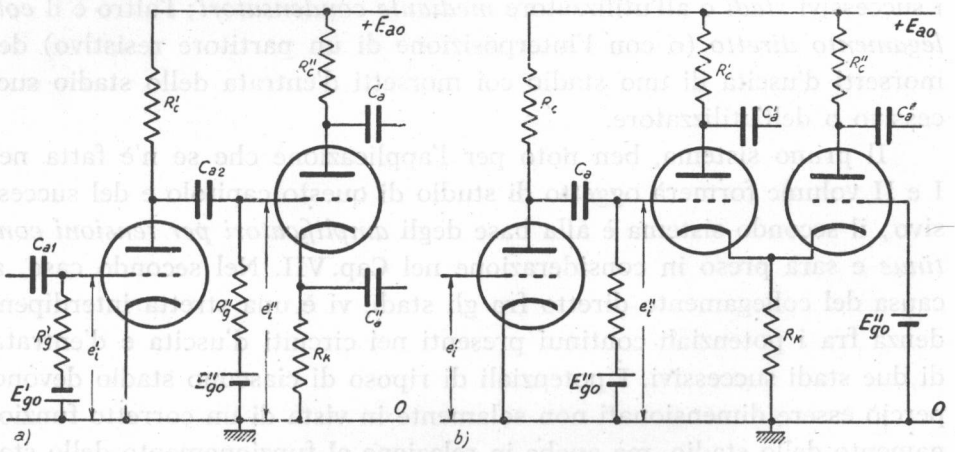


Fig. 2 — Altri esempi di accoppiamento capacitivo.

all'uscita di uno stadio non produca alcun effetto sul circuito d'ingresso seguente che ha, a sua volta, un potenziale continuo proprio; pertanto

i potenziali di riposo di ciascuno stadio della catena possono essere dimensionati separatamente e solamente in vista del corretto funzionamento dello stadio stesso. I problemi di alimentazione risultano molto più semplici: in particolare, nei circuiti considerati, si può sempre fare a meno della sorgente di f. e. m. E_{no} (come si è sempre fatto nei volumi I e II), usando soltanto l'alimentazione dei collettori, mediante un unico alimentatore E_{ao}. Nella figura 1 sono indicati due esempi di questa possibilità: in *a*) si ha il collegamento a capacità fra due amplificatori ad uscita anodica, attuati l'uno con un pentodo, l'altro con un triodo; in *b*)

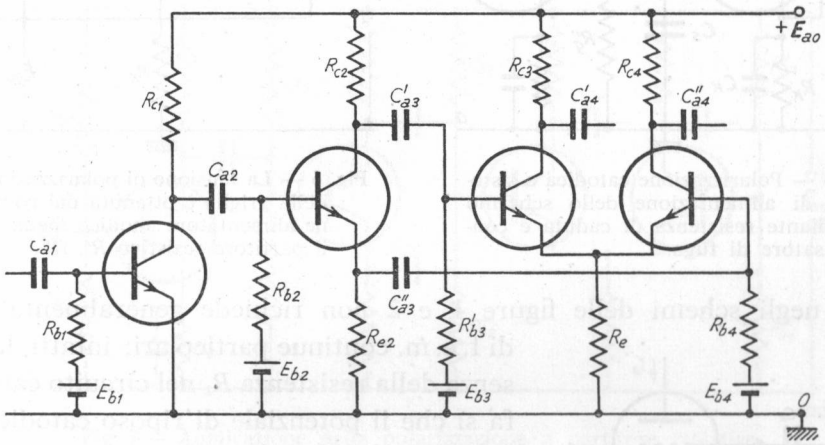


Fig. 3 — Esempio di accoppiamento a capacità fra amplificatori a transistori.

si ha il collegamento dello stesso tipo fra un amplificatore ad uscita anodica ed un trasferitore catodico ed il collegamento di questo ad una resistenza di utilizzazione R_u. Altri esempi di accoppiamento capacitivo sono indicati nella figura 2, relativamente al collegamento di un amplificatore ad uscita anodica con amplificatori a doppia uscita, e nella figura 3, in cui un amplificatore con uscita di collettore è collegato ad uno stadio con due resistenze di carico il quale, a sua volta, fornisce due segnali uguali e di segno opposto ad un amplificatore differenziale simmetrico operante in push-pull.

È noto dal volume I (Cap. X, n. 13) che nei circuiti del tipo *a*) della figura 1 l'uso delle sorgenti di f. e. m. E'_{go}, E''_{go} viene evitato servendosi dei *gruppi di polarizzazione catodica* e come l'alimentazione dello schermo si ottenga dalla comune sorgente E_{ao} mediante una resistenza di caduta R_s ed un condensatore di fuga C_s, nel modo indicato nella figura 4.

Anche la polarizzazione delle griglie degli altri circuiti a tubi conte-

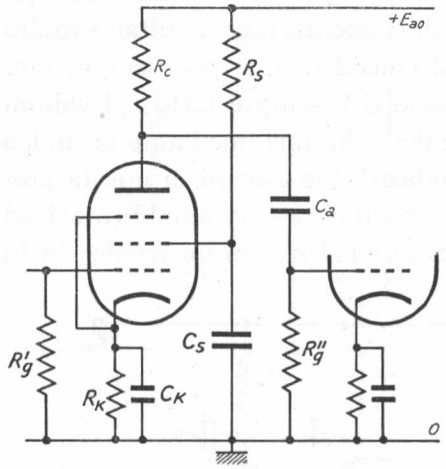


Fig. 4 — Polarizzazione catodica e sistema di alimentazione dello schermo mediante resistenza di caduta e condensatore di fuga.

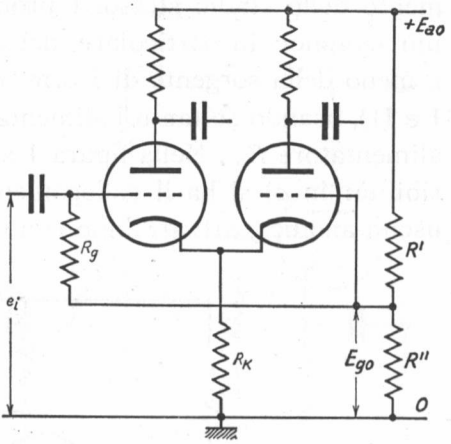


Fig. 5 — La tensione di polarizzazione della griglia è ottenuta dal comune alimentatore anodico mediante il partitore resistivo R', R''.

nuti negli schemi delle figure 1 e 2 non richiede generalmente l'uso di f. e. m. continue particolari: infatti, la presenza della resistenza R_k nel circuito catodico fa sì che il potenziale di riposo catodico V_{ko} sia inevitabilmente positivo; pertanto anche il potenziale di riposo di griglia V_{go} risulterà generalmente positivo (2) e potrà essere ottenuto, ad esempio, dal comune alimentatore anodico mediante un partitore resistivo (Vol. I, Cap. XIII, n. 13, fig. 35 *a*) come è indicato nella figura 5 nel caso di un amplificatore a doppia uscita ad accoppiamento catodico. Un altro metodo, assai comodo e pratico, del tutto simile a quello della polarizzazione catodica è indicato nella figura 6 (Vol. I, Cap. XIII, n. 13, fig. 35 *b*): il punto K', a cui è collegato l'estremo inferiore della resistenza R_g', è a potenziale più basso del punto K; perciò la griglia assume un potenziale V_{go} più basso di V_{ko}

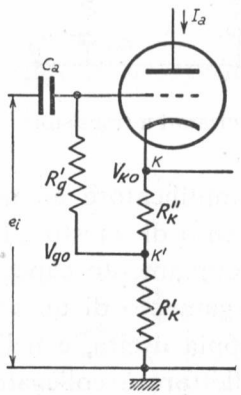


Fig. 6 — La tensione di polarizzazione è prelevata da un punto intermedio della resistenza catodica.

(2) - Ma naturalmente più basso di V_{ko}, così che $V_{gko}=V_{go}-V_{ko}$ *sia negativa.*

ed il cui valore si può scegliere ad arbitrio, dimensionando i valori di R'_k, R''_k. Il metodo descritto può essere applicato ad uno qualsiasi dei circuiti in cui esiste una resistenza nel circuito catodico. Esso non è invece applicabile negli amplificatori a transistori: in questi, infatti, la base deve avere potenziale più alto dell'emettitore nei tipi *n-p-n*, più basso nei tipi *p-n-p*.

Il metodo di polarizzazione più comunemente usato negli amplificatori a transistori è quello che si basa su un partitore resistivo collegato all'alimentatore (Vol. I, Cap. X, n. 14, fig. 46). Esso è applicato in

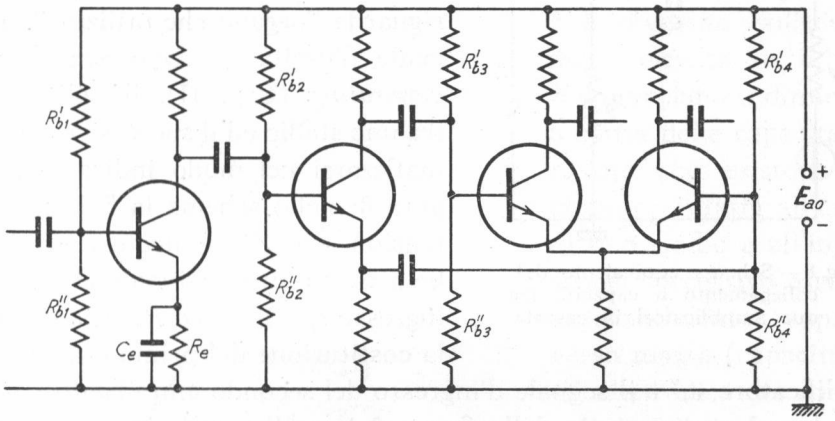


Fig. 7 — Applicazione della polarizzazione a partitore resistivo nell'amplificatore della figura 3.

tutti gli stadi dell'amplificatore della figura 7 che riproduce, completato lo schema della figura 4; se i transistori fossero di tipo *p-n-p*, sarebbe semplicemente invertita la polarità dell'alimentatore. I corretti valori dei potenziali di base si ottengono dimensionando opportunamente le resistenze di ciascun partitore. È appena necessario ricordare che la resistenza R_e e la capacità C_e presenti nel primo stadio costituiscono il *gruppo di stabilizzazione di emettitore*, sempre presente negli amplificatori con emettitore a potenziale fisso.

2. — Effetto della capacità di accoppiamento e delle capacità parassite sul comportamento degli amplificatori a resistenza: segnali sinusoidali.

I circuiti elettronici esaminati nei capitoli III e IV — che chiameremo genericamente *amplificatori a resistenza* — se operano in condi-

zioni lineari e sono considerati singolarmente, forniscono segnali d'uscita che hanno la stessa forma di quelli d'ingresso perchè sono formati unicamente da tubi e resistenze (Cap. I, n. 3): pertanto la loro risposta a segnali d'ingresso sinusoidali teoricamente (3) non varia al variare della frequenza e la risposta a segnali a gradino è costituita da segnali a gradino.

Quando però i vari circuiti sono collegati fra loro o ad un utilizzatore mediante condensatori, come è indicato nel numero precedente, ciò non è manifestamente più vero. Tenendo conto che *ogni amplificatore*, per quanto riguarda l'organo che utilizza il suo segnale d'uscita, *si comporta come un generatore* (Cap. III), il collegamento fra uno stadio ed il successivo può schematizzarsi nel modo indicato nella figura 8: nello schema la f. e. m. e_{eq} è la tensione che l'amplificatore produrrebbe *a vuoto*, proporzionale al segnale di ingresso e_i' (4), R_{eq} ed R_g dipendono dalla costituzione del primo e del secondo amplificatore, e_i'' è il segnale d'ingresso del secondo amplificatore (fig. 2). Ora, lo schema generale della figura 8 è quello medesimo di un partitore a capacità (C_a) e resistenza (R_g) collegato ad un generatore di resistenza interna (R_{eq}) non nulla (Cap. II, n. 10) e pertanto si comporta come un *filtro passa-alto* la cui *frequenza caratteristica* ha il valore:

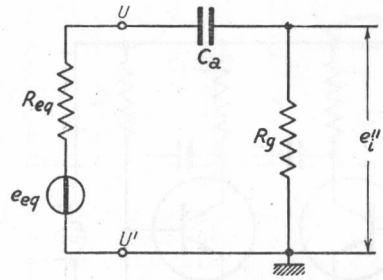


Fig. 8 — Schema equivalente del collegamento a capacità fra due amplificatori in cascata.

$$(1) \qquad f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi C_a R_s} \qquad (R_s = R_{eq} + R_g) \ .$$

Ne deriva che, se il segnale d'ingresso e_i' è sinusoidale ed E_{eq} è l'ampiezza della f. e. m. e_{eq}, l'ampiezza E_i'' del segnale d'ingresso dello stadio seguente ed il suo sfasamento con e_{eq} (5) variano in funzione della frequenza nel modo indicato nei diagrammi della figura 9, dedotti dalle

(3) - Diciamo *teoricamente* perchè non si tiene conto delle capacità parassite e degli eventuali sistemi di polarizzazione ed alimentazione degli schermi comprendenti condensatori: del loro effetto sarà detto successivamente.

(4) - Alla differenza dei segnali d'ingresso se l'amplificatore è del tipo differenziale.

(5) - La f.e.m. e_{eq} ha segno uguale od opposto ad e_i' a seconda che il primo amplificatore è ad uscita di emettitore o di collettore.

curve universali di risposta relativa e di fase del filtro passa-alto corrispondente (Cap. II, n. 10, fig. 31).

Appare dalle curve che già quando f ha valore pari a poche decine di f_c, l'ampiezza e lo sfasamento di e_i'' hanno praticamente raggiunto i valori che si avrebbero nel circuito se C_a fosse un cortocircuito (fig. 10):

$$(2) \qquad E''_{iM} = \frac{R_g}{R_{eq}+R_g} E_{eq} \ , \qquad \Theta = 0 \ .$$

Aumentando la frequenza, l'ampiezza e lo sfasamento di e_i'' non dovrebbero variare dai valori $E_i'' = E''_{iM}$, $\Theta = 0$ ma, all'atto pratico, quando f è divenuta sufficientemente elevata, sia E_i'' che Θ cominciano a diminuire a causa delle capacità parassite che esistono nel circuito. Infatti all'uscita di uno stadio e all'ingresso del successivo esistono inevitabilmente capacità verso massa (capacità degli elettrodi e dei conduttori di collegamento o an-

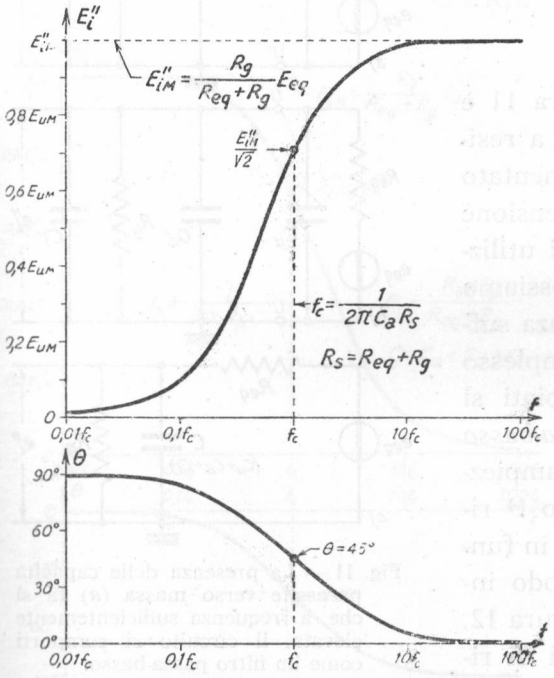


Fig. 9 — Andamento in funzione della frequenza dell'ampiezza e dello sfasamento di e_i''. Quando f è poche decine di f_c il condensatore C_a si comporta praticamente come un cortocircuito (fig. 10).

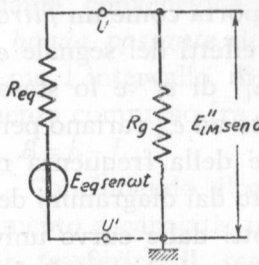


Fig. 10 — Quando la frequenza è poche decine di f_c, il condensatore C_a si comporta praticamente come un cortocircuito.

che capacità equivalenti, derivanti da effetti interni ai tubi e transistori), che modificano lo schema equivalente della figura 8 in quella della figura 11 *a*): in esso C_u indica la capacità che il primo stadio complessivamente offre visto dai suoi morsetti d'uscita (*capacità di uscita*), C_i la

capacità che il secondo stadio offre visto dai suoi morsetti d'ingresso (*capacità d'ingresso*); infine C_d indica la capacità che i conduttori di collegamento fra i due stadi e le armature stesse del condensatore C_a hanno verso massa. Siccome il valore di queste capacità è in ogni caso fortemente minore di C_a, il loro effetto comincia a farsi sentire solo quando la frequenza ha valore tale che C_a già si comporta come un cortocircuito; perciò lo schema *a*) della figura 11 diviene lo schema *b*), che può essere ridisegnato come in *c*) indicando con la capacità C il parallelo di tutte le capacità parassite:

$$C = C_u + C_d + C_i \,. \tag{3}$$

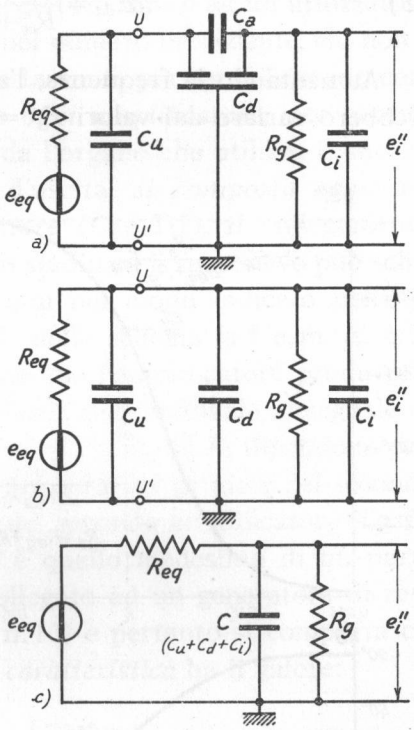


Fig. 11 — La presenza delle capacità parassite verso massa (*a*) fa sì che, a frequenza sufficientemente elevata, il circuito si comporti come un filtro passa-basso.

Lo schema *c*) della figura 11 è quello tipico di un partitore a resistenza (R_{eq}) e capacità (C) alimentato da un generatore ideale di tensione e chiuso su una resistenza di utilizzazione R_g (Cap. II, n. 9); possiamo da ciò dedurre che, a frequenza sufficientemente elevata, il complesso dei due amplificatori accoppiati si comporta come un *filtro passa-basso* agli effetti del segnale e_i''. L'ampiezza E_i'' di e_i'' e lo sfasamento Θ rispetto ad e_{eq} variano pertanto in funzione della frequenza nel modo indicato dai diagrammi della figura 12, dedotti dalle curve universali di risposta relativa e di fase del filtro passa-basso corrispondente (Cap. II, n. 9, fig. 27); la frequenza caratteristica ha manifestamente il valore:

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_p C}, \tag{4}$$

dove è:

$$R_p = \frac{R_{eq} R_g}{R_{eq} + R_g} \quad , \quad C = C_u + C_d + C_i \,. \tag{5}$$

Praticamente, già per f appena minore del decimo di f_c l'ampiezza e lo sfasamento assumono i valori (2), $E_i'' = E_{iM}''$, $\Theta = 0$, che si avrebbero se le capacità parassite non esistessero ed il circuito avesse lo schema della figura 10. Pertanto l'andamento complessivo dell'ampiezza E_i'' e dello sfasamento Θ risulta quello indicato nella figura 13, dove si sono indicate con f_1 ed f_2 le frequenze caratteristiche del filtro passa-alto (fig. 8, form. 1) e del filtro passa-basso (fig. 11 c, form. 4), di cui riscriviamo i valori:

$$(6) \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi C_a R_s} \qquad (R_s = R_{eq} + R_g) \,,$$

$$(7) \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi R_p C} \qquad \left(R_p = \frac{R_{eq} R_g}{R_{eq} + R_g}\right).$$

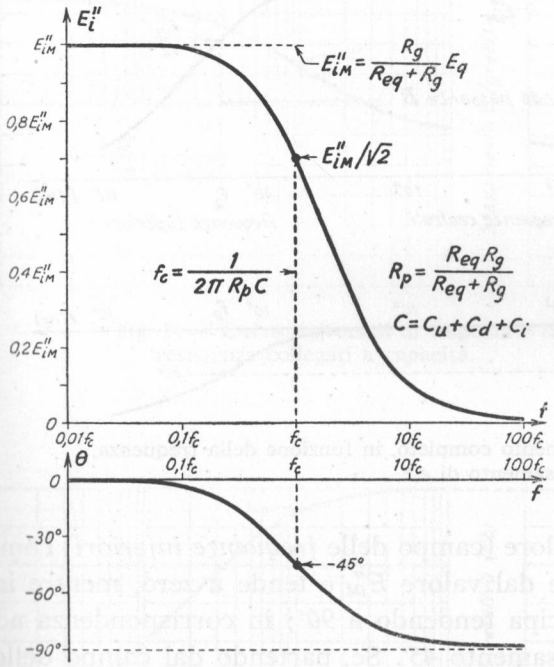


Fig. 12 — Andamento in funzione di f dell'ampiezza e dello sfasamento di e_i'' alle frequenze per le quali si risente l'effetto delle capacità parassite.

Normalmente il valore della *frequenza caratteristica superiore* f_2 è così elevato di fronte a quello della *frequenza caratteristica inferiore* f_1 (6) che esiste un campo di frequenze abbastanza esteso nel quale è $E_1'' = E_{iM}''$ e lo sfasamento Θ è zero; si chiama convenzionalmente *banda passante* del sistema l'intervallo di frequenza compreso fra f_1 ed f_2, $B = f_2 - f_1$.

Concludendo, il collegamento a capacità, usato per trasferire il segnale dell'uscita di uno stadio all'ingresso dello stadio successivo, e la presenza delle capacità parassite fanno sì che il segnale effettivamente trasferito e_i'' sia diverso dal segnale e_{eq} che il primo stadio fornirebbe se

(6) - Generalmente C_a è migliaia di volte più grande di C ed inoltre R_s, serie di R_{eq} ed R_g, è molto più grande del parallelo R_p delle due resistenze.

considerato isolatamente; inoltre sia l'ampiezza E_i'', sia lo sfasamento Θ fra e_i'' ed e_{eq}, variano con la frequenza. C'è un campo di frequenza (*frequenze centrali*), più o meno esteso, in cui il segnale e_i'' è in fase con e_{eq} ed ha ampiezza E_{iM}'' espressa dalla formula seguente:

$$(8) \qquad E_{iM}'' = \frac{R_g}{R_{eq}+R_g} E_{eq} = \frac{1}{\frac{R_{eq}}{R_g}+1} E_{eq} \; ;$$

l'ampiezza è appena minore di E_{eq} se, come di solito avviene, R_g è molto grande di fronte ad R_{eq}. Se la frequenza viene progressivamente abbas-

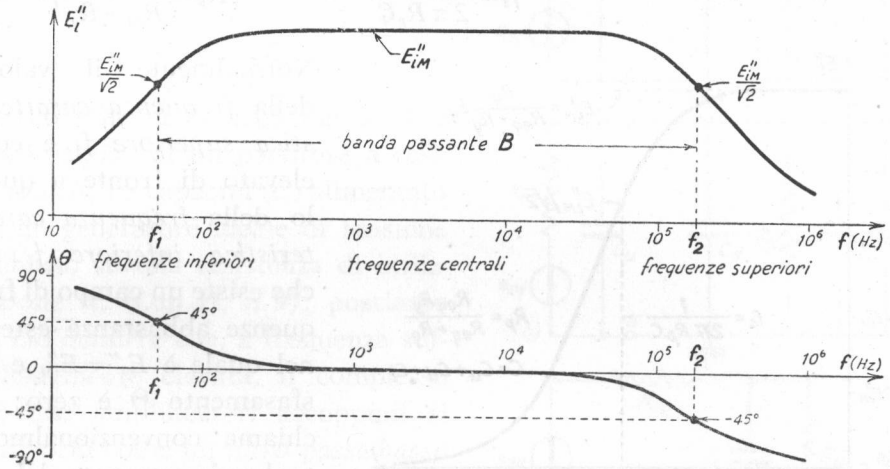


Fig. 13 — Esempio di andamento completo, in funzione della frequenza, dell'ampiezza e dello sfasamento di e_i''.

sata, al di sotto di un certo valore (campo delle *frequenze inferiori*) l'ampiezza E_i'' prende a diminuire dal valore E_{iM}'' e tende a zero, mentre la fase Θ progressivamente anticipa tendendo a $90°$; in corrispondenza ad f_1 l'ampiezza è $E_{iM}''/\sqrt{2}$, lo sfasamento $45°$. Se, partendo dal campo delle frequenze centrali, la frequenza viene progressivamente alzata, al di sopra di un certo valore l'ampiezza E_i'' prende egualmente a diminuire dal valore E_{iM}'' e tende a zero, mentre la fase progressivamente ritarda e tende a $-90°$ (campo delle *frequenze superiori*); in corrispondenza ad f_2 l'ampiezza è $E_{iM}''/\sqrt{2}$ e $\Theta = -45°$. L'andamento generale di E_i'' rapportato ad E_{iM}'' e dello sfasamento Θ può in ogni caso ricavarsi dalle *curve universali di risposta relativa e di fase* della figura 14, ottenute semplicemente affiancando i diagrammi validi per il filtro passa-alto della figura 8 e per il

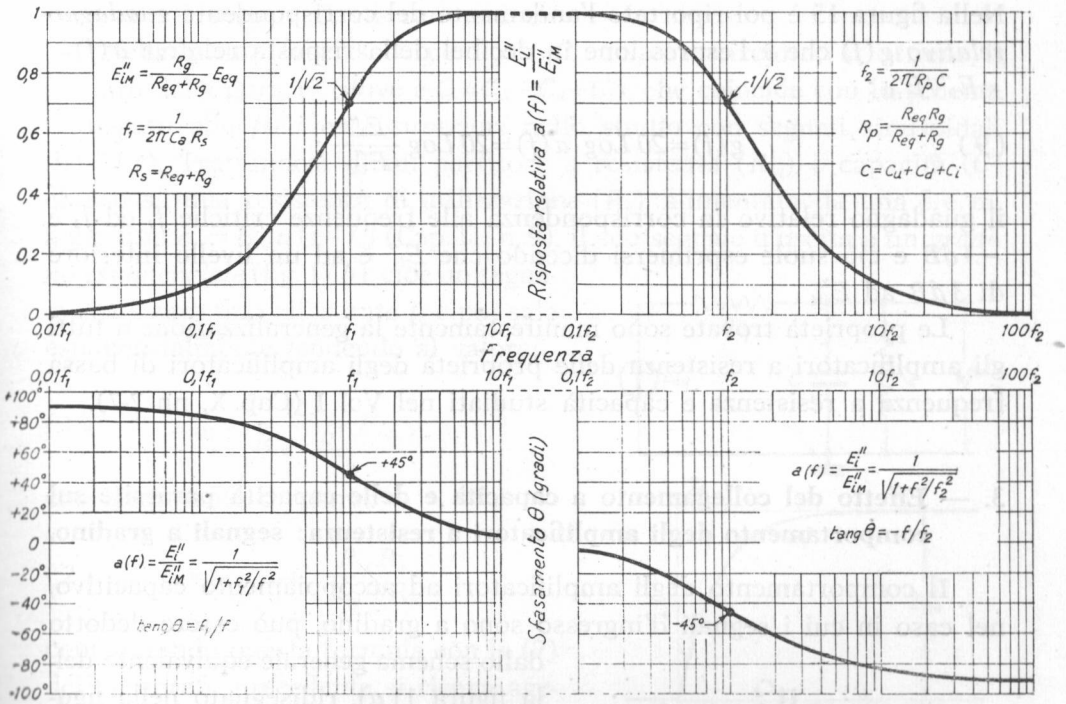


Fig. 14 — Curve universali di risposta e di fase degli amplificatori a resistenza collegati a capacità.

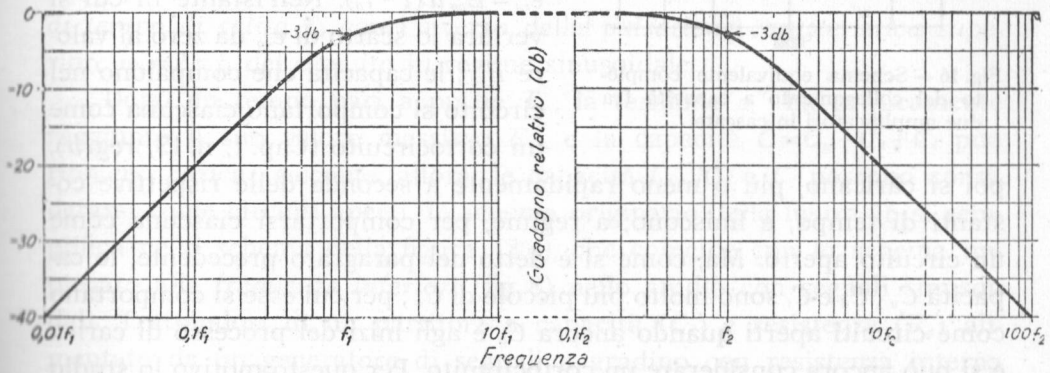


Fig. 15 — Andamento del *guadagno relativo* degli amplificatori collegati a capacità.

filtro passa-basso della gura 11 *c*), ricavati a suo tempo (Cap. II, nn. 9-10). Nella figura 15 è poi riportato l'andamento del corrispondente *guadagno relativo* $g(f)$ che è l'espressione in decibel della risposta relativa $a(f) = E_i''/E_{iM}''$:

$$(9) \qquad g(f) = 20\,Log\ a(f) = 20\,Log\ \frac{E_i''}{E_{iM}''};$$

il guadagno relativo in corrispondenza alle frequenze critiche f_1 ed f_2 è $-3\,dB$ e ciò suole esprimersi dicendo che E_i'' è ad un livello inferiore di $3\,dB$ ad E_{iM}''.

Le proprietà trovate sono manifestamente la generalizzazione a tutti gli amplificatori a resistenza delle proprietà degli amplificatori di bassa frequenza a resistenza e capacità studiati nel Vol. I (Cap. X, nn. 2-7).

3. — Effetto del collegamento a capacità e delle capacità parassite sul comportamento degli amplificatori a resistenza: segnali a gradino.

Il comportamento degli amplificatori ad accoppiamento capacitivo, nel caso in cui i segnali d'ingresso sono a gradino, può essere dedotto dallo schema generale equivalente della figura 11 *a*), ridisegnato nella figura 16. Se il segnale d'ingresso è a gradino, anche e_{eq} (tensione d'uscita a vuoto del primo amplificatore) è a gradino ed ha un'espressione del tipo $e_{eq} = E_{eq}\,u(t - t_o)$. Nell'istante in cui si verifica lo scatto di e_{eq} da zero al valore E_{eq}, le capacità che compaiono nel circuito si comportano ciascuna come un cortocircuito (Cap. I, n. 13, reg. *b*), poi si caricano, più o meno rapidamente a seconda delle rispettive costanti di tempo, e finiscono, a regime, per comportarsi ciascuna come un circuito aperto. Ma, come si è detto nel paragrafo precedente, le capacità C_u, C_d e C_i sono molto più piccole di C_a, per cui esse si comportano come circuiti aperti quando ancora C_a è agli inizi del processo di carica e si può ancora considerare un cortocircuito. Per questo motivo lo studio del circuito della figura 16 può compiersi in due tempi: *a*) Un primo tempo, immediatamente successivo allo scatto di e_{eq}, in cui C_a è praticamente un cortocircuito, mentre C_u, C_d e C_i si caricano. *b*) Un secondo

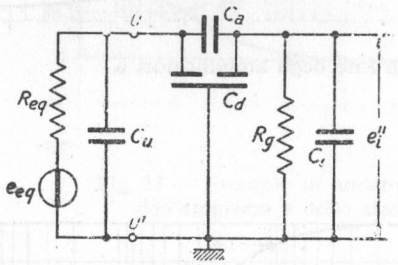


Fig. 16 — Schema equivalente completo del collegamento a capacità fra due amplificatori in cascata.

tempo in cui C_u, C_d e C_i sono ormai cariche e si comportano come circuiti aperti, mentre C_a sta caricandosi.

Nella prima fase, sostituendo a C_a un cortocircuito, si ottiene il circuito della gura 17 (dove è $C = C_u + C_d + C_i$), che coincide con lo schema impiegato alle *frequenze superiori* nello studio con segnali sinusoidali (fig. 11 *c*). Trattandosi di un partitore a resistenza (R_{eq}) e capacità (C) chiuso su una resistenza di utilizzazione (R_g), alimentato da una f. e. m. a gradino $e_{eq} = E_{eq}\, u(t - t_o)$ (Cap. II, n. 9), il suo segnale d'uscita è un *gradino esponenziale* (fig. 17 *b*), cioè un segnale che è zero fino all'istante t_o e poi sale esponenzialmente tendendo al valore:

$$(1) \qquad E''_{iM} = \frac{R_g}{R_{eq} + R_g} E_{eq} \,,$$

con la costante di tempo:

$$(2) \qquad T_s = C\, R_p = C\, \frac{R_{eq} R_g}{R_{eq} + R_g} \,;$$

confrontando questa formula con la (7) del paragrafo precedente si ricava agevolmente:

$$(3) \qquad T_s = \frac{1}{2\pi f_2} = \frac{1}{\omega_2} \,,$$

che esprime l'eguaglianza della *costante di tempo di salita* T_s con l'inverso della *pulsazione caratteristica superiore* $\omega_2 = 2\pi f_2$ del circuito in regime sinusoidale.

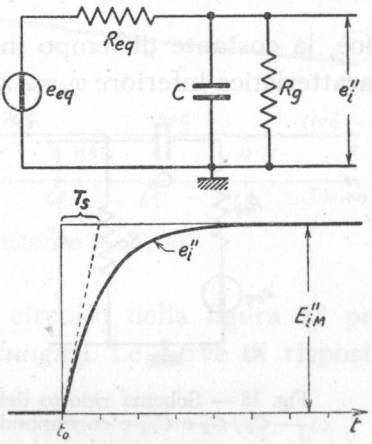


Fig. 17 — Schema ridotto del circuito equivalente, valido nel tempo immediatamente successivo a t_o, e corrispondente andamento del segnale e_i''.

Dopo un tempo pari a poche T_s, la tensione e_i'' ha praticamente raggiunto il suo valore massimo E_i'' e la capacità $C = C_u + C_d + C_i$ può ritenersi carica; siccome, allora, le capacità C_u, C_d e C_i possono considerarsi come circuiti aperti, lo schema originario della figura 16 si semplifica nello schema della figura 18 *a*), che coincide con lo schema impiegato alle *frequenze inferiori* (fig. 8) nello studio con segnali sinusoidali. Trattandosi di un partitore a capacità (C_a) e resistenza (R_g) alimentato da un generatore di segnali a gradino con resistenza interna (R_{eq}) non nulla (Cap. II, n. 10), il suo segnale d'uscita e_i'' è un *impulso esponenziale* (fig. 18 *b*), cioè un segnale che è zero fino all'istante t_o, scatta in tale istante al valore E''_{iM} (espresso dalla form. 1) e poi scende

esponenzialmente a zero con la costante di tempo (costante di tempo *in discesa*):

$$(4) \qquad T_d = C_a R_s = C_a (R_{eq} + R_g) \ .$$

Tale costante di tempo è generalmente varie migliaia di volte T_s ed è legata alla frequenza caratteristica inferiore (n. 2, form. 6) del circuito in regime sinusoidale dalla relazione:

$$(5) \qquad T_d = \frac{1}{2\pi f_1} = \frac{1}{\omega_1} \ ;$$

cioè, la costante di tempo in discesa è pari all'inverso della pulsazione caratteristica inferiore $\omega_1 = 2\pi f_1$. Nel diagramma di e_i'' della figura 18 *b*) il

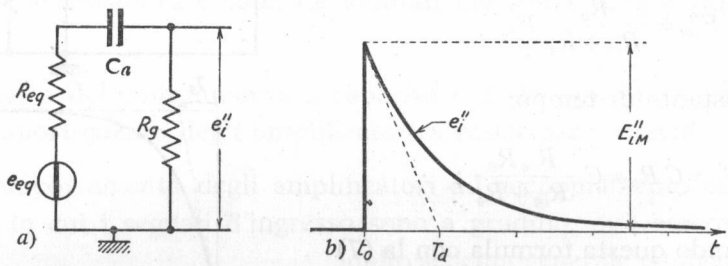


Fig. 18 — Schema ridotto del circuito equivalente, valido dopo la carica di C_u, C_d e C_i, e corrispondente andamento del segnale e_i''.

fronte verticale non si è indicato con tratto sottile, come si è sempre fatto, ma con segno uguale al resto del segnale, per indicare che, nel fronte, l'andamento effettivo si discosta da quello ideale: il segnale, invece di *scattare istantaneamente* al valore E''_{iM}, vi sale esponenzialmente con la costante di tempo T_s (piccolissima di fronte a T_d) per effetto delle capacità parassite (fig. 17 *b*).

Sintetizzando, la tensione d'uscita è nulla fino all'istante t_o ; si porta, da questo momento in poi, con andamento esponenziale di costante di tempo $T_s = 1/\omega_2$, praticamente al valore E''_{iM} e da questo valore degrada a zero ancora con andamento esponenziale, ma con costante di tempo $T_d = 1/\omega_1$ molto più grande di T_s. Un esempio di andamento semicompleto (7) di e_i'' è indicato nella figura 19: per mostrare con evidenza il

(7) - Quando si esamina all'oscillografo l'andamento di e_i'', se l'asse dei tempi è lento si osserva l'impulso esponenziale della figura 18 ed il fronte appare del tutto verticale. Se invece l'asse dei tempi è così veloce da permettere di osservare l'inclinazione del fronte — e verificare per esso l'andamento di figura 17 *b*) — sullo schermo dell'oscillografo compare solo la parte del segnale immediatamente vicina all'istante dello scatto.

sovrapporsi dei due processi esponenziali di salita e di discesa, si è tenuto, ad arte, piccolo il rapporto fra T_d e T_s ($T_d = 100\,T_s$, a cui corrisponde $f_1 = f_2/100$).

L'andamento del segnale d'uscita può ricavarsi in ogni caso valendosi delle *curve di risposta relativa* del circuito della figura 17 *a*) per il

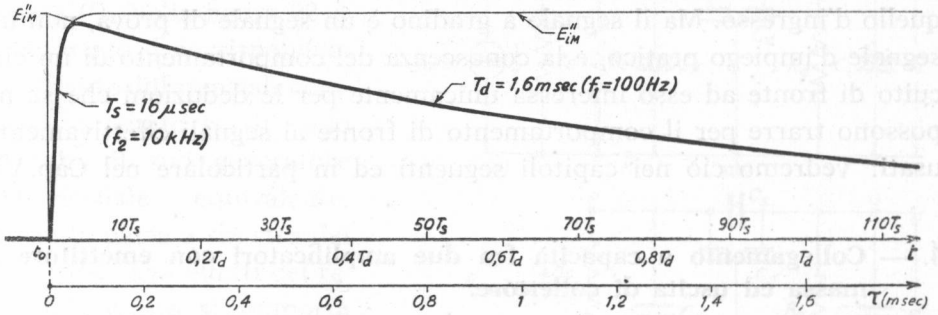


Fig. 19 — Andamento di e_i'' nella condizione $T_s = T_d/100$.

fronte (andamento *ai tempi brevi*) e del circuito della figura 18 per il tratto in discesa (andamento *ai tempi lunghi*). Le curve di risposta

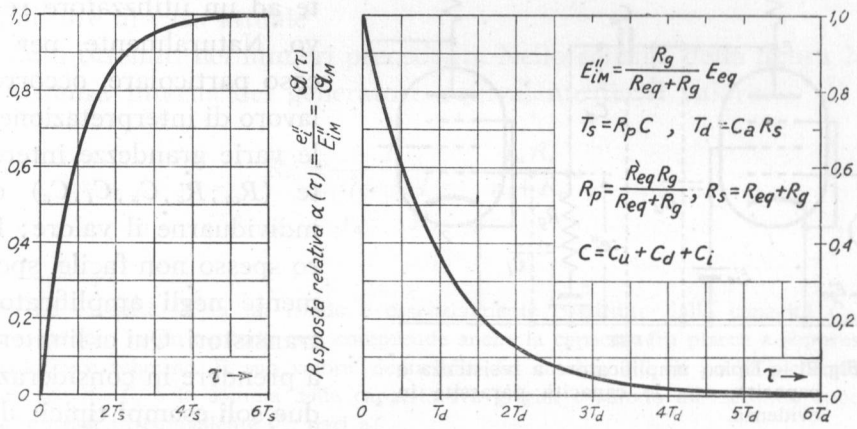


Fig. 20 — Curve universali di risposta relativa ai segnali a gradino degli amplificatori a resistenza collegati a capacità.

relativa — riportate nella figura 20 insieme con gli elementi utili per l'effettiva determinazione di e_i'' — sono quelle medesime che abbiamo ricavato nel Cap. II per i partitori passa-basso (n. 9, fig. 29) e passa-alto (n. 10, fig. 33); esse non sono che i grafici delle funzioni esponenziali,

crescente $1 - e^{-\tau/T_s}$ e decrescente $e^{-\tau/T_d}$, le cui proprietà sono state esaminate nel n. 11 del Cap. I.

Appare da quanto sopra che il collegamento a capacità non è atto a trasferire inalterati i segnali a gradino: indipendentemente dalla smussatura del fronte prodotta dalle capacità parassite, la degradazione della parte superiore rende il segnale trasferito completamente diverso da quello d'ingresso. Ma il segnale a gradino è un segnale di prova, non un segnale d'impiego pratico, e la conoscenza del comportamento di un circuito di fronte ad esso interessa unicamente per le deduzioni che se ne possono trarre per il comportamento di fronte ai segnali effettivamente usati: vedremo ciò nei capitoli seguenti ed in particolare nel Cap. VI.

4. — Collegamento a capacità fra due amplificatori con emettitore a massa ed uscita di collettore.

I risultati trovati nei paragrafi precedenti valgono in ogni caso in cui un amplificatore a resistenza (di uno dei tipi studiati nei capitoli III e IV) è collegato a capacità ad un altro amplificatore dello stesso tipo o semplicemente ad un utilizzatore resistivo. Naturalmente, per ogni caso particolare, occorre un lavoro di interpretazione delle varie grandezze interessate (R_{eq}, R_g, C_u, C_i, C_d) onde individuarne il valore; lavoro spesso non facile, specialmente negli amplificatori a transistori. Qui ci limiteremo a prendere in considerazione due soli esempi tipici: il primo — che esamineremo in questo paragrafo — è il collegamento a capacità fra due amplificatori con catodo a massa ed uscita anodica; il secondo è il collegamento mediante capacità di una resistenza di utilizzazione ad un trasferitore catodico e sarà esaminato nel n. 6.

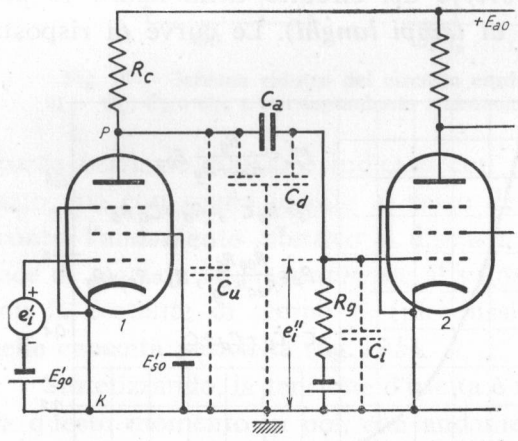


Fig. 21 — Tipico amplificatore a resistenza e capacità, con le capacità parassite in evidenza.

Collegando fra loro due amplificatori con uscita anodica si ottiene il tipico schema della figura 21, diffusamente studiato ed applicato nel

Vol. I (Cap. XI, nn. 2-4) col nome di *amplificatore a resistenza e capacità*; nello schema sono indicate le capacità parassite che sono la capacità di uscita C_u del primo tubo, la capacità d'entrata C_i del secondo tubo e la capacità C_d che i conduttori di collegamento fra i due stadi presentano verso massa ([8]). Nella figura 22 *a*) è riportato il corrispondente circuito differenziale completo, ottenuto sostituendo al tubo il suo generatore differenziale equivalente. Tutta la parte a sinistra dei punti *PK*, agli effetti del resto del circuito, si comporta come un generatore, per cui lo schema del circuito differenziale può essere ridisegnato nel modo indicato nella figura 22 *b*); ciò permette di applicare al caso attuale i risultati ottenuti nei numeri precedenti. Nello schema della figura 22 *b*) la resistenza interna del generatore equivalente ha il valore:

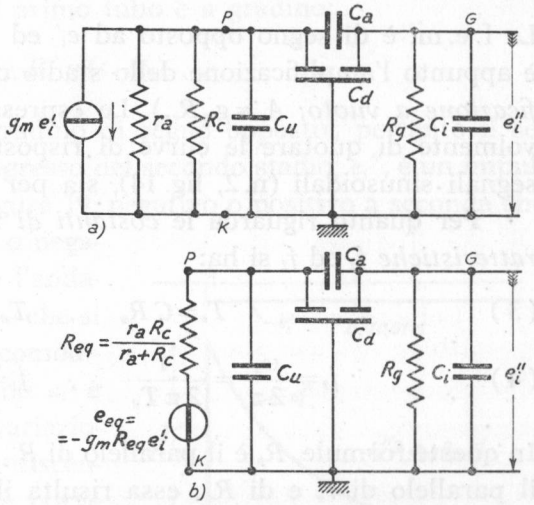


Fig. 22 — Circuito differenziale equivalente dell'amplificatore a resistenza e capacità.

$$(1) \qquad R_{eq}=\frac{1}{\frac{1}{r_a}+\frac{1}{R_c}}=\frac{r_a R_c}{r_a+R_c},$$

([8]) - La capacità C_u in un triodo è essenzialmente costituita dalla capacità C_{pk} fra placca e catodo; in un pentodo essa comprende anche la capacità fra placca e soppressore e fra placca e schermo. Il suo valore, deducibile dai cataloghi, è di pochi picofarad.

La capacità C_i è la somma della capacità fra griglia e catodo del secondo tubo C_{gk} e di una capacità equivalente C_{eq} pari a:

$$C_{eq}=(A+1)\,C_{pg}\ ;$$

in questa espressione C_{pg} è la capacità fra placca e griglia del secondo tubo, mentre A è l'amplificazione del secondo stadio (*Effetto Miller*: Vol. I, Cap. X, n. 11). Nei pentodi, essendo C_{pg} estremamente piccola per l'effetto dello schermo, si può generalmente prescindere da C_{eq} e considerare $C_i \cong C_{gk}$.

La capacità C_d dei collegamenti dipende dalla costruzione materiale dell'amplificatore ed il suo valore non è precisabile a priori; con costruzione accurata essa può risultare dell'ordine di $5 \div 15$ pF.

mentre la f. e. m. e_{eq} ha l'espressione (Cap. III, n. 4, fig. 13):

$$(2) \qquad e_{eq} = -\frac{g_m e_i'}{\frac{1}{r_a}+\frac{1}{R_c}} = -g_m R_{eq} e_i' \ .$$

La f. e. m. è di segno opposto ad e_i' ed ha ampiezza più grande: $g_m R_{eq}$ è appunto l'amplificazione dello stadio considerato isolatamente (*amplificazione a vuoto*, $A_v = g_m R_{eq}$). Le espressioni (1) e (2) permettono agevolmente di quotare le curve di risposta relativa del circuito, sia per segnali sinusoidali (n. 2, fig. 14), sia per segnali a gradino (n. 3, fig. 20).

Per quanto riguarda le *costanti di tempo* T_s, T_d e le *frequenze caratteristiche* f_2 ed f_1 si ha:

$$(3) \qquad T_s = C R_p \quad , \quad T_d = C_a R_s \ ;$$

$$(4) \qquad f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T_d} \quad , \quad f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi T_s} \ .$$

In queste formule, R_p è il parallelo di R_{eq} e di R_g e poichè R_{eq} è, di per sè, il parallelo di r_a e di R_c, essa risulta il parallelo di r_a, R_c, R_g; si ha pertanto:

$$(5) \qquad R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a}+\frac{1}{R_c}+\frac{1}{R_g}} \ .$$

Quando ad R_s, essa ha il valore:

$$(6) \qquad R_s = R_{eq} + R_g = \frac{r_a R_c}{r_a + R_c} + R_g = \frac{r_a R_c + r_a R_g + R_c R_g}{r_a + R_c} \ .$$

Immediata è anche la determinazione di E''_{iM} che, per le formule (8) del n. 2 ed (1) del n. 3, ha l'espressione:

$$(7) \qquad E''_{iM} = \frac{R_g}{R_{eq}+R_g} E_{eq} \ ;$$

detta E_i' l'ampiezza del segnale applicato all'ingresso del primo tubo (sinusoidale o a gradino), si ha, per la formula (2), $E_{eq} = g_m R_{eq} E_i'$ e pertanto la (7) si scriverà:

$$(8) \qquad E''_{iM} = g_m R_{eq} E_i' \frac{R_g}{R_{eq}+R_g} = g_m \frac{R_{eq} R_g}{R_{eq}+R_g} E_i' \ .$$

Osservando che il rapporto $R_{eq} R_g/(R_{eq}+R_g)$ è il parallelo di R_{eq} ed R_g

(cioè il parallelo di r_a, R_c ed R_g) che abbiamo chiamato R_p, la (8) si scriverà:

$$E''_{iM} = g_m R_p E'_i \quad . \tag{9}$$

Se il segnale d'ingresso del primo tubo è a gradino:

$$e'_i = \pm E'_i \, u(t - t_o) \quad , \tag{10}$$

la f.e.m. $e_{eq} = -g_m R_{eq} e'_i$ è un gradino di segno opposto; pertanto il segnale che risulta applicato all'ingresso del secondo stadio, e''_i, è un impulso esponenziale del tipo della figura 19, negativo o positivo a seconda che il gradino d'ingresso è positivo o negativo. Nella figura 23 è indicato l'andamento del segnale e''_i nel caso — che si sceglie sempre in pratica per comodità — in cui il segnale a gradino e'_i è negativo: l'effettiva legge di variazione di e''_i nel fronte e nel tratto discendente può essere dedotta dalle curve universali di risposta relativa della figura 20.

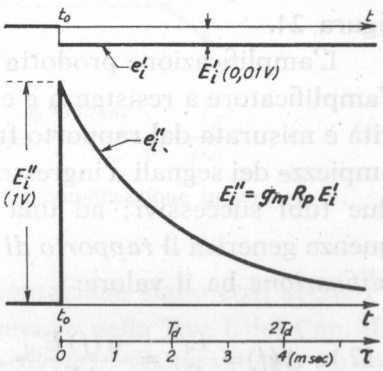


Fig. 23 — Andamento del segnale e_i'' nel caso in cui il segnale d'ingresso a gradino è negativo ($E_i'' = 100 E_i'$, $T_d = 2$ msec, $f_1 \cong 80$ Hz).

Se il segnale d'ingresso è sinusoidale:

$$e'_i = E'_i \, sen \, 2\pi ft \quad , \tag{11}$$

la f.e.m. $e_{eq} = -g_m R_{eq} e'_i$ è essa pure sinusoidale ma è in opposizione di fase con e'_i ed ha perciò l'espressione:

$$e_{eq} = E_{eq} \, sen \, (2\pi ft + \pi) \quad . \tag{12}$$

Il segnale e''_i, alle frequenze per le quali le capacità C_a e C non producono effetto (*frequenze centrali*), è in fase con e_{eq} e quindi è in opposizione di fase con e'_i; la sua espressione è pertanto:

$$e''_i = E''_{iM} \, sen \, (2\pi ft + \pi) \quad . \tag{13}$$

Per una frequenza generica f l'espressione del segnale e''_i risulta:

$$e''_i = a(f) \, E''_{iM} \, sen \, (2\pi ft + \pi + \Theta) \quad , \tag{14}$$

dove la *risposta relativa* $a(f)$ e l'angolo Θ — che si dice *sfasamento rela-*

tivo (9) — sono forniti dalle curve universali della figura 14. In particolare, in corrispondenza alle *frequenze caratteristiche* f_1 ed f_2 si ha $a(f) = 1/\sqrt{2} \cong 0{,}7$, $\Theta = \pm\pi/4$ e l'espressione (14) diviene:

$$(15) \qquad e_i'' = 0{,}7\, E_{iM}'' \, sen \left(2\pi f_1 t + \frac{5}{4}\pi \right).$$

$$(16) \qquad e_i'' = 0{,}7\, E_{iM}'' \, sen \left(2\pi f_2 t + \frac{3}{4}\pi \right),$$

Rappresentando i segnali sinusoidali con vettori, la situazione dei vettori rappresentativi di e_i' ed e_i'', in corrispondenza alle frequenze centrali ed alle frequenze superiori ed inferiori, risulta quella indicata nella figura 24.

L'amplificazione prodotta dall'amplificatore a resistenza e capacità è misurata dal rapporto fra le ampiezze dei segnali d'ingresso dei due tubi successivi; ad una frequenza generica il *rapporto di amplificazione* ha il valore:

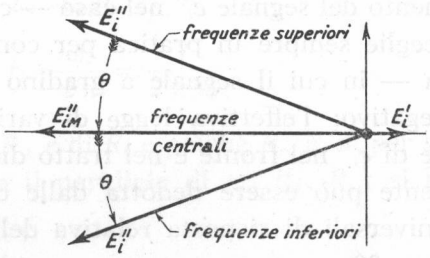


Fig. 24 — Situazione dei vettori rappresentativi di e_i' ed e_i'' alle varie frequenze.

$$(17) \qquad A(f) = \frac{E_i''}{E_i'} = \frac{a(f)\, E_{iM}''}{E_i'},$$

che, essendo $E_{iM}'' = g_m R_p E_i'$ (form. 9), può scriversi, in definitiva:

$$(18) \qquad A(f) = a(f)\, g_m R_p = a(f)\, \frac{g_m}{\dfrac{1}{r_a} + \dfrac{1}{R_c} + \dfrac{1}{R_g}}.$$

Il rapporto di amplificazione ha il suo valore massimo, che diremo A_o, alle frequenze centrali, a cui corrisponde $a(f) = 1$:

$$(19) \qquad A_o = g_m R_p = \frac{g_m}{\dfrac{1}{r_a} + \dfrac{1}{R_c} + \dfrac{1}{R_g}};$$

(9) - Lo sfasamento effettivo di e_i'' rispetto ad e_i' è $\pi + \Theta$; in esso lo sfasamento π è prodotto dal meccanismo di amplificazione, mentre Θ è prodotto dalla presenza delle capacità. L'angolo Θ si dice *sfasamento relativo* perchè indica la differenza fra gli effettivi sfasamenti che si hanno ad una frequenza generica (form. 14) ed alle frequenze centrali (form. 13).

il rapporto di amplificazione ha valore pari ad $A_0/\sqrt{2} \cong 0{,}7\, A_0$ in corrispondenza alle frequenze caratteristiche f_1, f_2 e tende a zero di mano in mano che f scende al di sotto di f_1 e sale al di sopra di f_2. Nella figura 25 è indicato l'andamento di A al variare di f in un esempio pratico (a cui si riferisce anche il segnale di figura 23), di cui svolgeremo il calcolo per mostrare l'applicazione dei risultati ottenuti.

Consideriamo un amplificatore attuato secondo lo schema della figura 21, in cui i pentodi siano del tipo *6SJ7* e si abbia $R_c = 68$ kΩ,

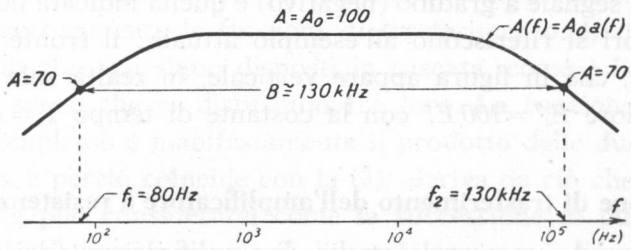


Fig. 25 — Andamento in funzione di f dell'amplificazione in un caso particolare.

$R_g = 1$ MΩ, $C_a = 2000$ pF; le tensioni di alimentazione siano così scelte ([10]) che il primo tubo operi nelle condizioni previste nella Tav. I del Cap. III, n. 3, a cui corrisponde $g_m \cong 1{,}6$ mA/V, $r_a = 700$ kΩ. Dalla tabella risulta $C_u = 7$ pF, $C_i = 6$ pF; assumeremo per C_d un valore dello stesso ordine di grandezza, così che risulti $C = C_u + C_d + C_i = 20$ pF.

Sostituendo i valori $R_c = 68 \cdot 10^3$, $r_a = 700 \cdot 10^3$, $R_g = 10^6$ nelle formule (6) e (7) si ottiene:

$$(20)\qquad R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} \cong 62 \cdot 10^3\ \Omega\,, \qquad R_s = \frac{r_a R_c}{r_a + R_c} + R_g \cong 10^6\ \Omega\ ;$$

dalle formule (3) e (4) si ricava allora:

$$(21)\qquad T_s = C R_p \cong 1{,}2 \cdot 10^{-6}\ \text{sec}\,, \qquad T_d = C_a R_s = 2 \cdot 10^{-3}\ \text{sec}\ ;$$

$$(22)\qquad f_2 = \frac{1}{2\pi T_d} \cong 130 \cdot 10^3\ \text{Hz}\,, \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi T_s} \cong 80\ \text{Hz}\ .$$

Il valore dell'amplificazione alle frequenze centrali risulta, per la for-

([10]) - $E_{ao} = 300$ V, $E_{go}' = 3$ V, $E_{so}' = 100$ V.

mula (8):

$$(23) \qquad A_0 = g_m R_p = 1{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 62 \cdot 10^3 \cong 100 \ ;$$

L'andamento dell'amplificazione al variare della frequenza risulta pertanto quello indicato nella figura 25. La *banda passante* dell'amplificatore ha il valore:

$$(24) \qquad B = f_2 - f_1 = 130 \cdot 10^3 - 80 \text{ Hz} \ ,$$

praticamente coincidente con f_2 ([11]). La risposta dell'amplificatore considerato ad un segnale a gradino (negativo) è quella indicata nella figura 23, in cui i valori si riferiscono all'esempio attuale; il fronte dell'impulso esponenziale, che in figura appare verticale, in realtà sale esponenzialmente al valore $E_i'' = 100\, E_i'$ con la costante di tempo $T_s = 1{,}2\ \mu$sec.

5. — Funzione di trasferimento dell'amplificatore a resistenza e capacità.

Considerando un singolo stadio di amplificazione (dai morsetti griglia massa di un tubo ai morsetti griglia-massa del tubo successivo) come un quadripolo al cui ingresso sia applicato il segnale e_i' ed alla cui uscita si abbia il segnale e_i'' (fig. 26 *a*), si può definire la sua *funzione di trasferimento.*

Ricordando (Cap. II, n. 6) che la funzione di trasferimento di un quadripolo lineare è il rapporto $\bar{A}$ fra i numeri complessi che rappresentano i segnali sinusoidali di uscita e di entrata, si ha nel caso attuale ([12]):

$$(1) \qquad \bar{A} = \frac{\bar{E}_i''}{\bar{E}_i'} \ ;$$

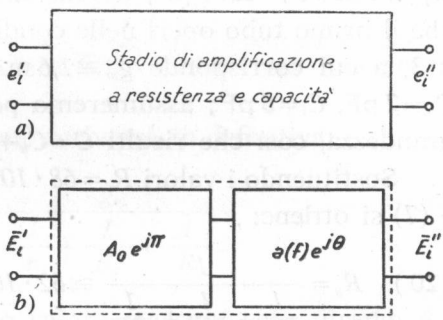


Fig. 26 — Uno stadio di amplificazione a resistenza e capacità può funzionalmente considerarsi la successione in cascata di un amplificatore ideale e di un filtro.

il suo modulo, $A = E_i''/E_i'$, è manifestamente il *rapporto di amplificazione*, mentre il suo argomento rap-

---

([11]) - In tutti i casi pratici di amplificatore, come nel caso considerato, f_1 è sempre così piccola di fronte ad f_2 che B coincide sostanzialmente con f_2 ; per questo motivo nella letteratura tecnica è invalso l'uso di confondere B con f_2.

([12]) - Manifestamente la funzione di trasferimento viene a coincidere con la grandezza che nel Vol. I (Cap. X, n. 10) abbiamo chiamato *amplificazione complessa.*

presenta lo sfasamento fra uscita ed entrata, che nell'amplificatore considerato è $\pi+\Theta$. L'espressione di $\overline{A}$ è perciò:

$$(2) \qquad \overline{A}=A\,e^{j(\pi+\Theta)}=a(f)\,A_o\,e^{j(\pi+\Theta)}\ ,$$

dove $a(f)$ e Θ sono fornite delle curve di risposta e sfasamento relativi del n. 2 (fig. 14). La formula (2), scritta nel modo seguente:

$$(3) \qquad \overline{A}=A_o\,e^{j\pi}\cdot a(f)\,e^{j\Theta}\ ,$$

si presta ad un'interessante interpretazione: si considerino due quadripoli aventi rispettivamente le funzioni di trasferimento $A_o\,e^{j\pi}$ ed $a(f)\,e^{j\Theta}$ e supponiamo che essi siano disposti in cascata, come è indicato nella figura 26 *b*), senza che si disturbino fra loro. La funzione di trasferimento del complesso è manifestamente il prodotto delle due funzioni di trasferimento e perciò coincide con la (3): deriva da ciò che lo stadio di amplificazione può considerarsi come la successione di due quadripoli in cascata che hanno le funzioni di trasferimento indicate nella figura 26 *b*). Il primo quadripolo moltiplica l'ampiezza E_i' del segnale d'ingresso per $A_o=g_m R_p$ e produce uno sfasamento di π, ossia inverte il segno del segnale; il secondo quadripolo moltiplica l'ampiezza del segnale per il numero $a(f)$ minore di *1* e produce uno sfasamento Θ, essendo $a(f)$ e Θ variabili con la frequenza secondo le leggi rappresentate graficamente dalle curve della figura 14. Il primo quadripolo è un *amplificatore ideale*, la cui amplificazione ed il cui sfasamento non dipendono dalla frequenza; il secondo è un *filtro* (di tipo *passa-banda*) il cui rapporto di trasferimento (Cap. II, n. 6) ed il cui sfasamento sono $a(f)$ e Θ.

A sua volta il filtro può pensarsi come il collegamento in cascata di un filtro passa-alto di frequenza caratteristica $f_c=f_1$ e di un filtro passa-basso di frequenza caratteristica $f_c=f_2\,(\gg f_1)$. Le funzioni di trasferimento di tali filtri sono state ricavate nel Cap. II, n. 6 (form. 3, 4) e sono:

$$(4) \qquad \overline{A}_1=\frac{1}{1-j\dfrac{f_1}{f}}\ ,\qquad \overline{A}_2=\frac{1}{1+j\dfrac{f_2}{f}}\ ;$$

pertanto l'espressione completa della funzione di trasferimento dello stadio di amplificazione risulta:

$$(5) \qquad \overline{A}=\overline{A}_o\,\overline{A}_1\overline{A}_2=-g_m R_p\cdot\frac{1}{1-j\dfrac{f_1}{f}}\cdot\frac{1}{1+j\dfrac{f}{f_2}}\cdot$$

La *curva luogo* (Cap. II, n. 6) dell'amplificatore, corrispondente all'espressione (5) della funzione di trasferimento, è riportata nella figura 27 ([13]); essa può essere dedotta dalle curve luogo dei filtri passa-alto e passa-basso (Cap. II, n. 6, fig. 15) o direttamente dalle curve di risposta e di fase della figura 14.

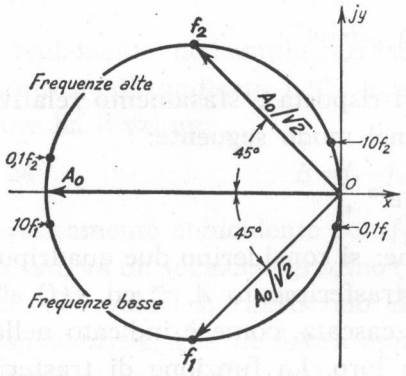


Fig. 27— *Curva luogo* dello stadio di amplificazione a resistenza e capacità.

Quanto è stato visto per lo stadio di amplificazione a resistenza e capacità vale anche per tutti gli altri tipi di amplificatori con accoppiamento a capacità che sono stati presi inconsiderazione nei nn. 1, 2. In ciascuno caso particolare $\overline{A}_o$ ha un valore diverso: esso può essere positivo o negativo ed in valore assoluto può risultare maggiore o minore di uno.

6. — Trasferitore catodico collegato ad una resistenza di utilizzazione mediante una capacità.

Generalmente lo scopo di una catena di stadi di amplificazione a resistenza collegati a capacità è quella di applicare ad un'impedenza di utilizzazione un segnale più grande di quello d'ingresso: un caso comunissimo è quello in cui l'impedenza di utilizzazione può rappresentarsi con una resistenza R_u a cui è associata una capacità parassita C_p in parallelo. Tenendo allora presente l'esistenza del condensatore di accoppiamento C_a, della capacità d'uscita C_u dell'amplificatore e della capacità verso massa C_d dei conduttori di collegamento, lo schema generale del collegamento fra l'ultimo stadio della catena e l'utilizzatore è quello indicato nella figura 28. A parte gli ordini di grandezza di R_u e C_p e di R_g e C_i, lo schema è quello medesimo del collegamento a capacità fra due stadi successivi (n. 2, fig. 11; n. 3, fig. 16) ed identico, dal punto di vista qualitativo, ne è il comportamento. Possono quindi applicarsi al caso in argomento i risultati trovati nei n. 2 e 3 ed in partico-

([13]) - Essa è già stata indicata nel Vol. I (Cap. XIII, n. 5, fig. 13) in relazione allo studio degli amplificatori in reazione.

lare le curve universali di risposta relativa, pur di sostituire E_{uM} ad E''_{iM} e di ricordare che è:

$$(1) \qquad R_s = R_{eq} + R_u \ , \ R_p = \frac{R_{eq} R_u}{R_{eq} + R_u} \ , \ C = C_u + C_d + C_p \ .$$

Le pregevoli caratteristiche del trasferitore catodico, messe in luce nel Cap. III, n. 6 (bassissima resistenza interna R_{eq} del generatore equivalente, grande linearità di funzionamento anche con segnali ampi, gran-

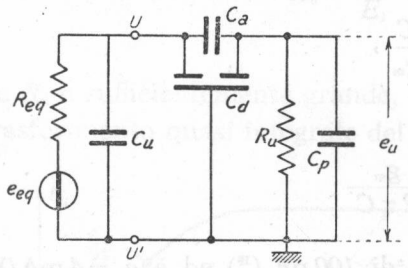


Fig. 28 — Schema generale del collegamento a condensatore fra l'ultimo stadio di una catena di amplificazione ed un utilizzatore costituito dalla resistenza R_u e dalla capacità C_p.

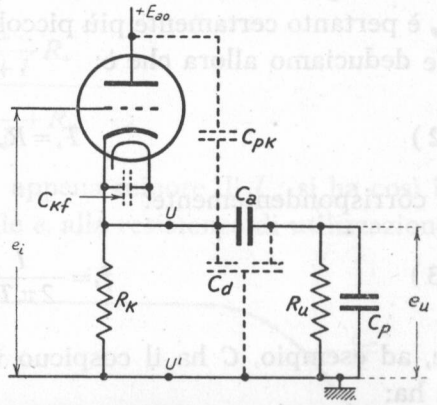


Fig. 29 — Trasferitore catodico connesso ad un utilizzatore (R_u, C_p) tramite un condensatore.

de stabilità) fanno sì che esso sia spesso utilizzato quale ultimo stadio delle catene di amplificazione: nella figura 29 è indicato il suo collegamento all'impedenza di utilizzazione mettendo in evidenza le capacità parassite. Le capacità C_d e C_p hanno i significati detti sopra; C_{pk} è la normale capacità fra placca e catodo il cui valore è fornito nei cataloghi dei tubi; C_{kf} indica la capacità che il catodo ha verso il filamento, di solito dell'ordine di qualche picofarad ([14]). Siccome la placca è connessa a massa tramite l'alimentatore anodico ed il filamento ha sempre un capo connesso, direttamente o indirettamente, a massa, il catodo viene ad avere una capacità verso massa pari a $C_{pk} + C_{kf}$; è questa la capacità C_u che compare nello schema del circuito differenziale equivalente della figura 28.

Ricordiamo (Cap. III, n. 6) che nel trasferitore catodico la f. e. m. e_{eq} è, con buona approssimazione, uguale a $\mu e_i/(\mu+1)$, cioè è pochissimo

([14]) - Ad esempio nel doppio triodo *12AT7* si ha $C_{kf} = 2{,}4$ pF, mentre è $C_{pk} = 0{,}5$ pF.

inferiore al segnale d'ingresso ([15]); data la grande linearità di funzionamento, essa può raggiungere valori anche assai grandi senza apprezzabili distorsioni. La resistenza R_{eq} è, con buona approssimazione, pari ad $r_a/(\mu+1)$, che è appena minore di $1/g_m$ ([16]) e può raggiungere valori anche molto bassi con un'opportuna scelta del tubo ([17]). Questo si traduce in valori molto piccoli della costante di tempo T_s e, corrispondentemente in valori molto grandi di f_2, anche quando C ha valori relativamente grandi. Infatti si ha $T_s=R_pC$, dove R_p è il parallelo di R_{eq} ed R_u; R_p è pertanto certamente più piccola di R_{eq}, che è appena minore di $1/g_m$. Ne deduciamo allora che è:

$$(2) \qquad T_s=R_pC<\frac{C}{g_m},$$

e, corrispondentemente:

$$(3) \qquad f_2=\frac{1}{2\pi T_s}>\frac{g_m}{2\pi C};$$

se, ad esempio, C ha il cospicuo valore di 100 pF ([18]) ed è $g_m=4$ mA/V si ha:

$$(4) \qquad \frac{C}{g_m}=25\cdot 10^{-9}\ \text{sec}\ ,\ \frac{g_m}{2\pi C}\cong 7\cdot 10^6\ Hz\ ,$$

e perciò risulta T_s minore di $0{,}025$ μsec ed f_2 maggiore di 7 MHz.

Nessuna particolarità di rilievo si ha nel comportamento alle frequenze basse del collegamento fra trasferitore e resistenza di utilizzazione; le espressioni di T_d e della corrispondente frequenza caratteristica inferiore f_1 sono:

$$(5) \qquad T_d=C_aR_s=C_a(R_{eq}+R_u)\ ,\ f_1=\frac{1}{2\pi C_a(R_{eq}+R_u)}.$$

([15]) - Si ha $e_{eq}\cong 0{,}95\,e_i$, $0{,}98\,e_i$, $0{,}99\,e_i$ a seconda che μ ha valore 20, 50, 100.

([16]) - Si ha infatti $r_a/(\mu+1)<r_a/\mu$: essendo $r_a/\mu=1/g_m$ risulta $R_{eq}<1/g_m$.

([17]) - Se g_m ha valori di 1, 2, 4 mA/V, R_{eq} ha valori un po' inferiori a 1000, 500, $250\,\Omega$.

([18]) - Un valore di un tale ordine di grandezza potrebbe, ad esempio, aversi se la resistenza di utilizzazione fosse materialmente lontana dal trasferitore catodico e fosse ad esso collegata mediante un cavetto schermato; in tal caso la capacità C_d, che dipende dalla conformazione del cavetto e dalla sua lunghezza, può già, di per sè, raggiungere il sopradetto valore,

L'andamento in funzione della frequenza dell'ampiezza E_u della tensione ai capi di R_u e del suo sfasamento col segnale d'ingresso risulta quello indicato nella figura 30, dove E_{uM} ha il valore:

$$(6) \qquad E_{uM} = \frac{R_u}{R_{eq}+R_u} E_{eq} = \frac{R_u}{\frac{r_a}{\mu+1}+R_u} \frac{\mu}{\mu+1} E_i \ .$$

Il *rapporto di trasferimento* E_u/E_i ha come valore massimo:

$$(7) \qquad A_o = \frac{E_{uM}}{E_i} = \frac{\frac{\mu}{\mu+1} R_u}{\frac{r_a}{\mu+1}+R_u} \cdot$$

Se R_u è sufficientemente grande, esso è appena minore di *1* ; si ha così il trasferimento quasi integrale del segnale e_i alla resistenza di utilizzazione

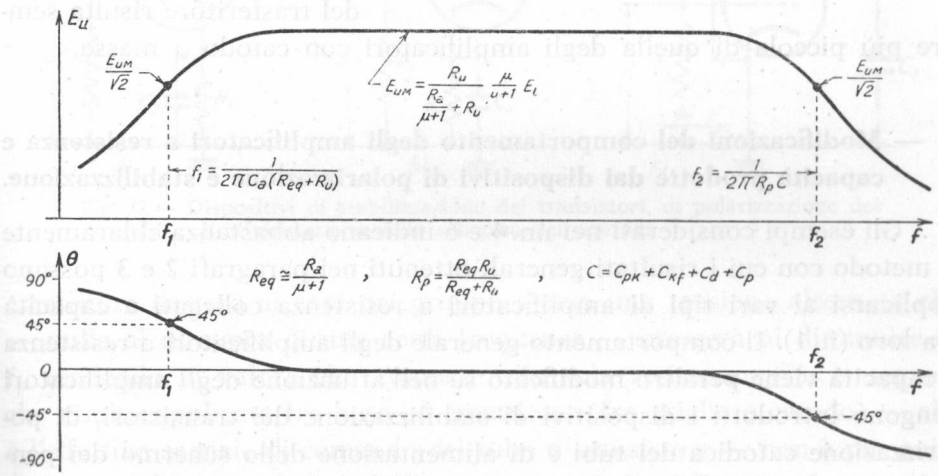


Fig. 30 — Andamento in funzione di f dell'ampiezza del segnale d'uscita e del suo sfasamento col segnale d'ingresso.

e ciò, come abbiamo osservato, fino a frequenze molto alte anche se le capacità parassite non sono piccole.

Ai notevoli requisiti del trasferitore catodico ora visti relativamente al suo collegamento all'utilizzatore, si aggiunge un'altra proprietà del tutto favorevole nei riguardi dell'amplificatore che lo precede o, in genere, dell'organo che gli fornisce il segnale d'ingresso. Per rendercene conto consideriamo il circuito d'ingresso del trasferitore indicato nella

figura 31 *a*) con le capacità parassite fra griglia e catodo in evidenza. Siccome la placca è collegata a massa tramite l'alimentatore, la C_{pg} è una capacità verso massa; l'effetto di C_{gk}, che collega due punti (griglia e catodo) i cui potenziali variano in maniera quasi identica ([19]), è irrilevante. Deriva da ciò che la *capacità d'ingresso* del trasferitore catodico coincide praticamente con la capacità fra griglia e placca (fig. 31 *b*); poichè questa è sempre assai piccola, la capacità d'ingresso del trasferitore risulta sempre più piccola di quella degli amplificatori con catodo a massa.

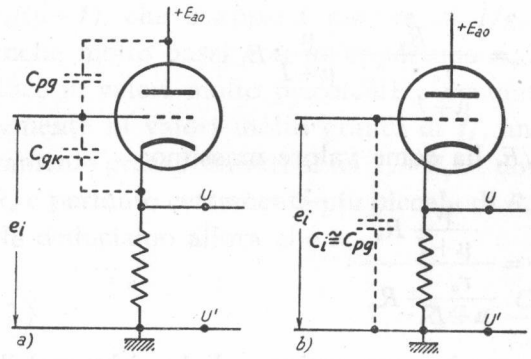


Fig. 31 — Circuito d'ingresso del trasferitore catodico con le capacità parassite in evidenza e suo circuito equivalente.

7. — Modificazioni del comportamento degli amplificatori a resistenza e capacità prodotte dai dispositivi di polarizzazione e stabilizzazione.

Gli esempi considerati nei nn. 4 e 6 indicano abbastanza chiaramente il metodo con cui i risultati generali ottenuti nei paragrafi 2 e 3 possano applicarsi ai vari tipi di amplificatori a resistenza collegati a capacità fra loro (n. 1). Il comportamento generale degli amplificatori a resistenza e capacità viene peraltro modificato se nell'attuazione degli amplificatori vengono introdotti i dispositivi di stabilizzazione dei transistori, di polarizzazione catodica dei tubi e di alimentazione dello schermo dei pentodi: dispositivi che abbiamo ricordato nel n. 1 (figg. 4, 7) e che sono indicati singolarmente nella figura 32.

([19]) - Precisamente se il segnale d'ingresso è $\overline{E}_i$, il segnale presente sul catodo è $A\overline{E}_i$, essendo A il rapporto di trasferimento: pertanto ai capi di C_{kg} si ha una differenza di potenziale $\overline{E}_i - A\overline{E}_i = \overline{E}_i(1-A)$ e nella capacità C_{gk} si ha una corrente $\overline{I}_{gk} = \overline{E}_i(1-A) \cdot j\omega C_{gk}$; essa si può scrivere:

$$\overline{I}_{gk} = \overline{E}_i \cdot j\omega C_{gk}(1-A) ,$$

e si può interpretare come la corrente prodotta da E_i in una capacità di valore $C_{gk}(1-A)$. Siccome A è molto prossimo ad *1*, tale capacità equivalente è molto piccola e può, in prima approssimazione, trascurarsi.

Gli effetti sul comportamento dell'amplificatore del dispositivo di stabilizzazione dei transistori e di quello di polarizzazione catodica sono identici. Se il segnale d'ingresso è sinusoidale, il parallelo della capacità e della resistenza può essere dimensionato in modo che, da una certa frequenza in poi, si comporti come un cortocircuito; ma è manifesto che se la frequenza viene diminuita e fatta tendere a zero, la sua impedenza diverrà diversa da zero e tenderà al valore della sola resistenza ([20]). Deriva da ciò che la componente alternata della corrente di

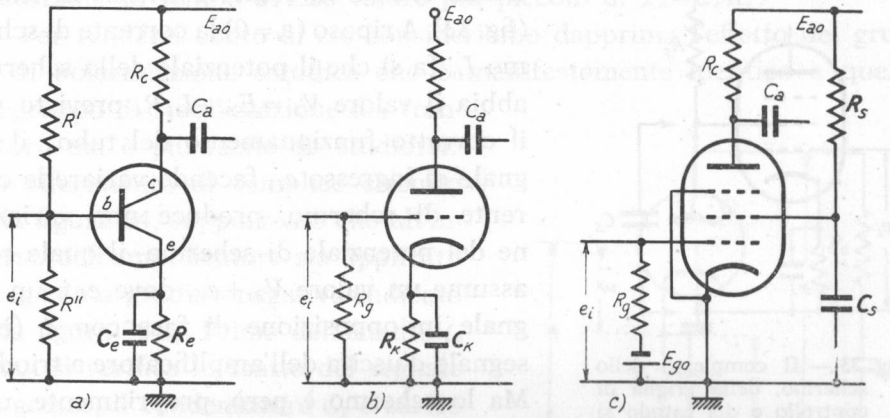


Fig. 32 — Dispositivi di stabilizzazione dei transistori, di polarizzazione dei tubi e di alimentazione dello schermo dei pentodi.

emettitore desterà ai capi del gruppo stesso una tensione alternata che — nulla al di sopra di una certa frequenza — crescerà al diminuire di f, tendendo al valore che compete alla sola resistenza ([21]). Il segnale che risulta applicato fra base ed emettitore (fra griglia e catodo) — che è l'effettivo segnale di comando del tubo o transistore — non è più quindi il segnale e_i applicato dall'esterno, ma è la differenza fra e_i ed il segnale che nasce ai capi della resistenza: esso risulta più piccolo di

([20]) - A frequenza zero, infatti, il condensatore ha impedenza infinitamente grande.

([21]) - Il calcolo esatto può essere tentato per esercizio basandosi sull'amplificatore della figura 34: esso può essere considerato come un amplificatore a doppia resistenza di carico (Cap. III, n. 10), alla cui uscita catodica sia applicato il condensatore C_k, come fosse un'impedenza di utilizzazione. Usando allora lo schema equivalente *b*) della figura III, 40 non è difficile determinare, anche quantitativamente, il valore della tensione ai capi del condensatore ed il suo modo di variare con la frequenza. In maniera identica si può operare per il gruppo di stabilizzazione dei transistori.

e_i e sfasato rispetto ad esso. Ciò si traduce in una diminuzione del segnale d'uscita alle frequenze inferiori ed in una sua rotazione di fase: effetti che si sovrappongono alla diminuzione di ampiezza ed allo sfasamento già prodotti dalla presenza della capacità di accoppiamento C_a fra stadio e stadio.

Analogo è l'effetto del sistema di alimentazione dello schermo nei pentodi (fig. 32 *c*): il complesso dello schermo, della griglia di controllo e del catodo può infatti pensarsi come un triodo che ha R_s come resistenza di carico (fig. 33). A riposo ($e_i=0$) la corrente di schermo I_{so} fa sì che il potenziale dello schermo abbia il valore $V_{so}=E_{ao}-I_{so}R_s$ previsto per il corretto funzionamento del tubo; il segnale di ingresso e_i, facendo variare la corrente di schermo, produce una variazione del potenziale di schermo, il quale così assume un valore $V_{so}+e_s$, dove e_s è un segnale in opposizione di fase con e_i (è il segnale d'uscita dell'amplificatore a triodo). Ma lo schermo è però, propriamente, una griglia che agisce sulla corrente anodica del tubo e le variazioni del suo potenziale (di segno opposto a quelle del potenziale della griglia di comando) tendono a diminuire le variazioni della corrente anodica prodotte da e_i, cioè a ridurre il segnale d'uscita anodico.

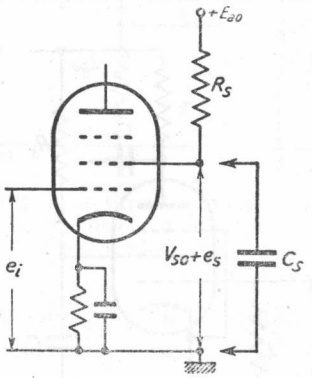


Fig. 33 — Il complesso dello schermo, della griglia di controllo e del catodo si comporta come un triodo avente R_s come resistenza di carico.

Lo scopo del condensatore C_s è quello di annullare il segnale e_s e ciò certamente avviene, per una data frequenza, se la sua capacità è scelta in modo tale da comportarsi praticamente come un cortocircuito: ma è chiaro che, al diminuire della frequenza, l'effetto del condensatore diviene via via più piccolo, fino ad annullarsi a frequenza zero. A frequenze sufficientemente basse, quindi, il segnale e_s non è nullo e produce una diminuzione della tensione d'uscita ed una rotazione di fase ([22]) che si aggiungono a quelle già prodotte dalla presenza di C_a e del gruppo R_k, C_k.

In definitiva, con segnali sinusoidali, la presenza dei gruppi R_eC_e,

([22]) - Dovuta al fatto che e_s non è esattamente in opposizione di fase con e_i per la presenza di C_s.

R_kC_k ed R_sC_s è senza effetto sul comportamento degli amplificatori a resistenza e capacità alle *frequenze superiori*, ma ne modifica il comportamento alle *frequenze inferiori*, diminuendo l'amplificazione e variando l'angolo di sfasamento Θ.

Nella prova degli amplificatori con segnali a gradino, l'effetto dei dispositivi di stabilizzazione, polarizzazione catodica ed alimentazione dello schermo è sostanzialmente di aumentare la rapidità di discesa del segnale d'uscita — che rimane del tipo della figura 23 (n. 4) — come se la costante di tempo avesse valore più piccolo di $T_d = C_a R_s$.

Per renderci conto di ciò consideriamo dapprima l'effetto del gruppo di polarizzazione catodica che è manifestamente identico a quello del gruppo di stabilizzazione dei transistori, ma è più facile da studiarsi: con riferimento al semplice circuito della figura 34, supporremo che all'ingresso dell'amplificatore sia applicato il segnale a gradino negativo indicato nella figura 35 *a*). Prima dell'istante t_o in cui si verifica lo scatto del segnale d'ingresso, il condensatore C_k è carico alla tensione $V_k = I_{ao} R_k$, dovuta alla caduta di potenziale in R_k provocata dalla corrente anodica di riposo I_{ao}. La differenza di potenziale fra griglia e catodo risulta pertanto (fig. 34):

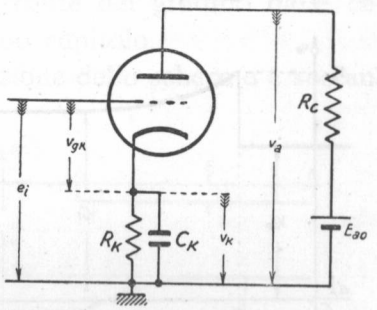


Fig. 34 — Polarizzazione catodica.

$$(1) \qquad v_{gk} = e_i - v_k = -V_k = -I_{ao} R_k \ ;$$

scegliendo opportunamente R_k in relazione ad I_{ao} si può fare in modo che essa sia la voluta di polarizzazione V_{gko}.

Non appena si verifica lo scatto del segnale d'ingresso (istante t_o) si ha una brusca variazione del flusso di elettroni che dal catodo si muove verso la placca: si ha quindi una repentina diminuzione della corrente anodica ma, nonostante ciò, la tensione del condensatore C_k non varia dal valore V_k perchè, di fronte ad ogni variazione, il condensatore si comporta come un cortocircuito. Immediatamente dopo lo scatto, però, ha inizio un processo di scarica del condensatore che porta la tensione ai suoi capi, e quindi il potenziale catodico, ad un valore V_k' che è quello che compete al nuovo valore I_a' della corrente anodica, $V_k' = R_k I_a'$. L'andamento del potenziale catodico v_k risulta quello indi-

cato nel diagramma *b*) della figura 35; la differenza di potenziale fra griglia e catodo, $v_{gk}=e_i-v_k$, ha pertanto l'andamento indicato nella figura 35 *c*), ottenuto facendo la differenza, istante per istante, fra i diagrammi *a*) e *b*). Poichè è questa v_{gk} l'effettiva tensione di comando del tubo, il potenziale anodico ha, in corrispondenza, l'andamento indicato dal diagramma *d*) della figura 35:

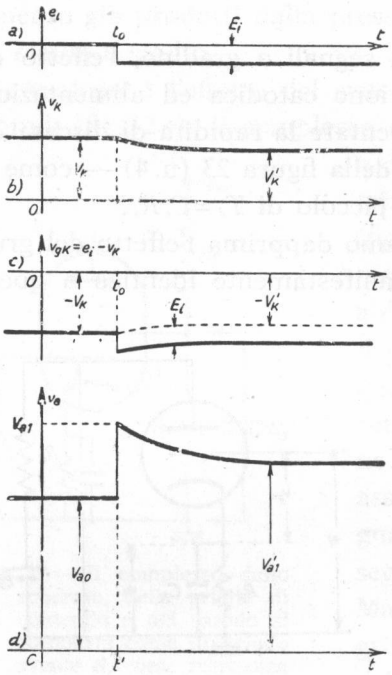


Fig. 35 — Andamento delle tensioni della griglia, del catodo e della placca nell'amplificatore della figura 34.

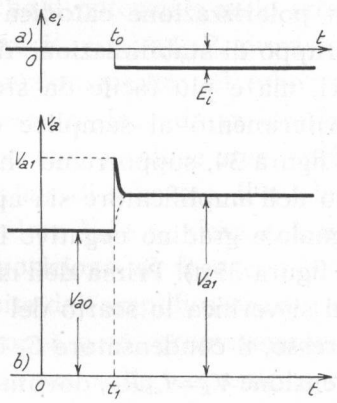


Fig. 36 — Effetto sulla tensione anodica della presenza di una capacità molto piccola in parallelo ad R_k.

al momento dello scatto v_a sale dal valore di riposo V_{ao} ad un valore V_{a1}, che è quello che compete alla tensione $v_{gk}=-(V_k+E_i)$, ma non conserva tale valore e degrada al valore V_{a1}' che compete alla tensione di griglia $v_{gk}=-(V_k'+E_i)$. In definitiva, mentre in assenza di polarizzazione catodica, ad un segnale d'ingresso a gradino corrisponderebbe una variazione di V_a a gradino, nel caso attuale la variazione del potenziale anodico non ripoduce correttamente un gradino, a causa della depressione che si verifica nella sua sommità ([23]): la stessa cosa vale per la

([23]) - Si noti che l'alterazione del gradino anodico risulta notevole anche quando la variazione del potenziale catodico da V_k a V_k' è relativamente piccola; essa si traduce, infatti, in una modificazione della tensione di griglia, che subisce l'intera amplificazione dell'amplificatore. Pur senza darne la dimostrazione, si comprende che l'alterazione è tanto più grande, a parità di altre condizioni, quanto maggiore è la conduttanza mutua g_m del tubo, perchè l'amplificazione è proporzionale a g_m.

tensione di collettore degli amplificatori a transistori per effetto del dispositivo di stabilizzazione.

Accenniamo qui per inciso ad un impiego utile dell'effetto di depressione prodotto dal condensatore C_k (o C_c) in parallelo ad R_k (o R_c). Se la capacità, invece che grande come di solito, è scelta molto piccola, la rapidità con cui la tensione anodica scende dal valore V_{a1} al valore V_{a1}' può divenire molto forte, per cui l'andamento della tensione anodica assume l'aspetto indicato nella figura 36. Al segnale d'ingresso a gradino viene, in tal caso, a corrispondere in uscita un segnale a gradino quasi perfetto che possiede un brusco guizzo positivo nel tempo immediatamente successivo allo scatto: se predisposto con cura (con un opportuno dimensionamento di C_k in relazione ad R_k) esso può servire a compensare l'effetto depressivo esercitato sul fronte del gradino dalle capacità parassite, come vedremo nel prossimo capitolo.

L'azione del gruppo R_sC_s per l'alimentazione dello schermo è sostanzialmente simile a quella del sistema di polarizzazione catodica: per comprenderne la ragione, consideriamo l'amplificatore della figura 37 e supponiamo che al suo ingresso sia applicato il solito segnale a gradino negativo $e_i = -E_i\,u(t-t_o)$, indicato nella figura 38 *d*). Prima di t_o la

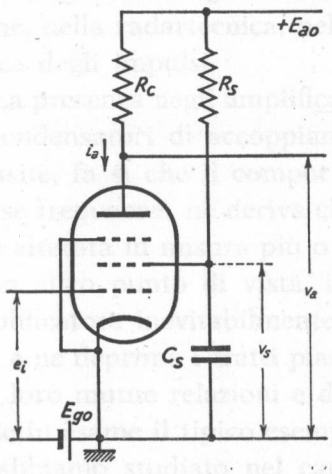


Fig. 37 — Particolare relativo alla alimentazione dello schermo.

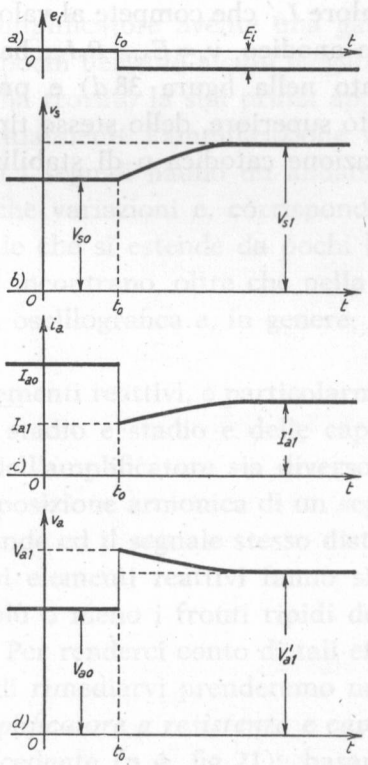


Fig. 38 — Tensioni e correnti nell'amplificatore della figura 37.

corrente di schermo ha il valore di riposo I_{so} ed il condensatore C_s è carico alla tensione $V_{so}=E_{ao}-R_sI_{so}$. Non appena si verifica lo scatto del segnale d'ingresso si ha una brusca diminuzione del numero di elettroni che dal catodo si muovono verso la placca, con conseguente diminuzione delle correnti di placca e di schermo. La corrente di schermo passa dal valore I_{so} ad un valore I_{s1} più basso ma, nonostante ciò, la tensione ai capi del condensatore C_s, e quindi il potenziale v_s di schermo, non subisce, all'istante, alcuna variazione. Inizia però subito un processo di carica del condensatore così che il potenziale di schermo v_s si alza progressivamente, coll'andamento indicato nella figura 38 *b*), fino a raggiungere il valore $V_{s1}=E_{ao}-R_sI_{s1}$, che compete al nuovo valore della corrente di schermo. La corrente anodica i_a, che prima dell'istante t_o ha il valore di riposo I_{ao}, non appena il segnale d'ingresso scatta al valore $-E_i$ passa bruscamente ad un valore $I_{a1}<I_{ao}$ (fig. 38 *c*); ma poi, a causa del progressivo aumento del potenziale di schermo, essa prende a crescere con l'andamento indicato nella figura 38 *c*) e raggiunge il valore I_{a1}' che compete al valore V_{s1} del potenziale di schermo. Il potenziale anodico, $v_a=E_{ao}-R_cI_a$, ha allora l'andamento qualitativamente indicato nella figura 38 *d*) e presenta la caratteristica depressione del tratto superiore, dello stesso tipo di quella prodotta dal sistema di polarizzazione catodica o di stabilizzazione dei transistori.

CAPITOLO VI

AMPLIFICAZIONE VIDEO

1. — Generalità sull'amplificazione video.

Si chiama *amplificatore video* un amplificatore avente una gamma di frequenze di lavoro che si estende da pochi hertz ad alcuni megahertz; il nome *video* deriva dal fatto che esso ha trovato la sua prima applicazione per i segnali televisivi (video). Attualmente l'amplificazione video ha applicazione in tutti quei casi in cui i segnali hanno un andamento in funzione del tempo soggetto a brusche variazioni e, corrispondentemente, hanno una composizione spettrale che si estende da pochi hertz a vari megahertz: segnali di tale tipo si incontrano, oltre che nella televisione, nella radartecnica, nella tecnica oscillografica e, in genere, nella tecnica degli impulsi.

La presenza negli amplificatori di elementi reattivi, e particolarmente dei condensatori di accoppiamento fra stadio e stadio e delle capacità parassite, fa sì che il comportamento dell'amplificatore sia diverso alle diverse frequenze: ne deriva che la composizione armonica di un segnale viene alterata in misura più o meno grande ed il segnale stesso distorto. Da un altro punto di vista, i medesimi elementi reattivi fanno sì che l'amplificatore inevitabilmente smussi più o meno i fronti ripidi dei segnali e ne deprima i tratti pianeggianti. Per renderci conto di tali effetti, delle loro mutue relazioni e del modo di rimediarvi prenderemo nuovamente in esame il tipico esempio di *amplificatore a resistenza e capacità* che abbiamo studiato nel capitolo precedente (n. 4, fig. 21): basandoci sulla conoscenza ormai acquisita del suo comportamento quando è sotto-

posto a segnali di prova sinusoidali ed a gradino (Cap. V, n. 4) ne dedurremo il comportamento di fronte ai segnali video. Questo ci metterà in grado di comprendere quali debbano essere i criteri per l'attuazione degli *amplificatori video*, che dal suddetto amplificatore hanno appunto tratto la loro prima origine.

2. — Modificazione della composizione armonica dei segnali prodotta da un amplificatore a resistenza e capacità.

Prendiamo in considerazione il tipico esempio di amplificatore a resistenza e capacità indicato nella figura 1, al cui ingresso sia applicato il segnale (di ampiezza sufficientemente piccola):

$$(1) \qquad e_i = E_i' \operatorname{sen} \omega t \ .$$

L'amplificatore produce su di questo un'amplificazione $A = A_o\, a(f)$ ed uno sfasamento $\varphi = \pi + \Theta$; il segnale e_i'' applicato allo stadio di amplificazione successivo risulta perciò:

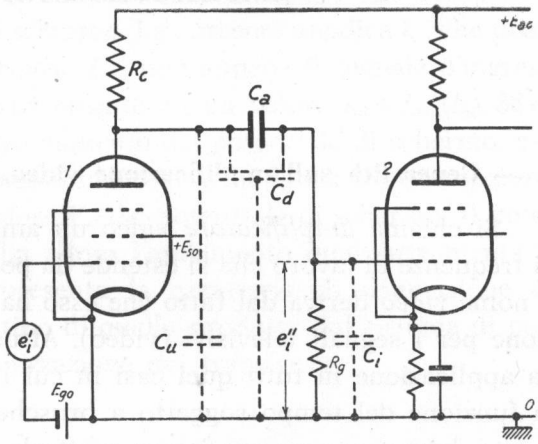


Fig. 1 — Tipico esempio di amplificatore a resistenza e capacità.

$$(2) \qquad e_i'' = A\, E_i' \operatorname{sen}(\omega t + \pi + \Theta) = - A\, E_i' \operatorname{sen}(\omega t + \Theta) \ .$$

Sia l'amplificazione A che lo sfasamento relativo Θ dipendono dalla frequenza ed il loro andamento in funzione di $f = \omega / 2\pi$ può essere dedotto dalle *curve universali di risposta e di fase* riportate nel Cap. V, n. 2 (fig. 14). La formula (2) può anche scriversi:

$$(3) \qquad e_i'' = - A\, E_i' \operatorname{sen} \omega (t + \tau) \ ,$$

pur di porre:

$$(4) \qquad \tau = \frac{\Theta}{\omega} = \frac{\Theta}{2\pi f} \ ;$$

il significato di τ — che chiameremo *traslazione temporale* — appare

chiaro dall'esame della figura 2 dove è confrontata la situazione relativa di e_i'' ed e_i' per tre frequenze a cui corrispondono diversi valori di Θ

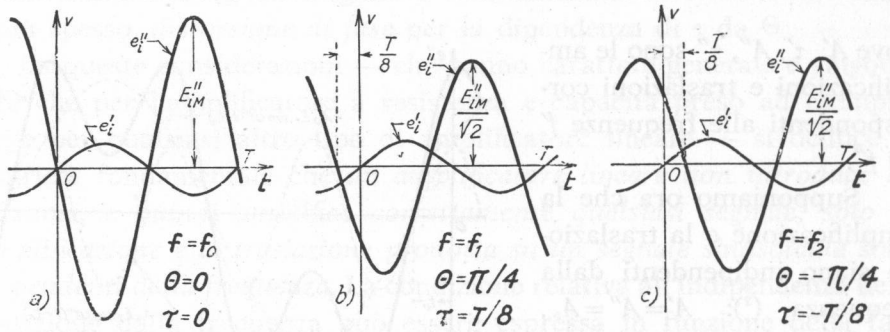


Fig. 2 — Tre esempi di traslazione temporale ($T=1/f$).

e quindi di τ [1]. In conclusione la formula (3) ci dice che il segnale sinusoidale all'uscita dello stadio di amplificazione considerato (cioè all'ingresso dello stadio successivo) *ha ampiezza A volte più grande del segnale di ingresso ed è, rispetto a questo, rovesciato e traslato di un tempo* τ. Siccome sia A che τ dipendono dalla frequenza è interessante verificare in che modo ciò incida sulla riproduzione di segnali non sinusoidali.

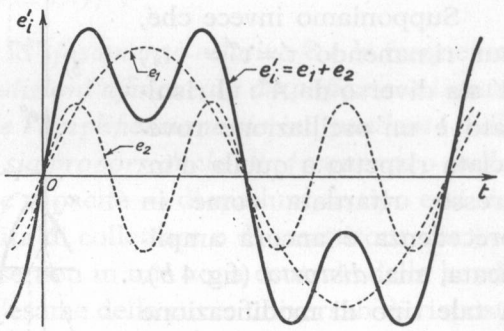


Fig. 3 — Segnale derivante dalla sovrapposizione di due oscillazioni sinusoidali.

Supponiamo, per questo, che all'ingresso dell'amplificatore sia applicato il segnale della figura 3 risultante dalla sovrapposizione di due oscillazioni $e_1=E_1 \operatorname{sen} \omega' t$, $e_2=E_2 \operatorname{sen} \omega'' t$; il segnale applicato sia cioè:

$$(5) \qquad e_i'=e_1+e_2=E_1 \operatorname{sen} \omega' t+E_2 \operatorname{sen} \omega'' t \ .$$

---

(1) - Le tre frequenze prescelte sono f_o, al centro della banda passante (dove è $\Theta=0$ e quindi $\tau=0$), e le due frequenze caratteristiche f_1, f_2. In corrispondenza ad f_1 è $\Theta=\pi/4$ ($=45°$) e quindi risulta $\tau=\Theta/2\pi f=1/(8f)$; per $f=f_2$ è invece $\Theta=-\pi/4$ e quindi risulta $\tau=-1/(8f)$. Ma $1/f$ esprime il periodo T dell'oscillazione e pertanto in corrispondenza alle due frequenze si ha $\tau=\pm T/8$ come è mostrato in figura. La figura 2 corrisponde al diagramma vettoriale della figura V, 24.

Il segnale d'ingresso dello stadio successivo avrà allora l'espressione:

$$(6) \qquad e_i'' = -\left[A' E_1 \operatorname{sen} \omega'(t+\tau') + A'' E_2 \operatorname{sen} \omega''(t+\tau'')\right] ,$$

dove A', τ', A'', τ'' sono le amplificazioni e traslazioni corrispondenti alle frequenze f' ed f''.

Supponiamo ora che la amplificazione e la traslazione siano indipendenti dalla frequenza (2): $A' = A'' = A_o$, $\tau' = \tau'' = -t_o$. Il segnale in uscita è riportato nella figura 4 *a*): esso risulta rovesciato rispetto a quello d'ingresso, ritardato di un tempo t_o ed amplificato (3).

Supponiamo invece che, pur rimanendo $\tau' = \tau'' = -t_o$, A' sia diverso da A'': il risultato è un'oscillazione rovesciata rispetto a quella d'ingresso, ritardata come in precedenza e ancora amplificata, ma *distorta* (fig. 4 *b*). A tale tipo di modificazione del segnale si dà il nome di *distorsione di ampiezza.*

Facciamo ora l'ipotesi che l'amplificazione delle due componenti del segnale sia la medesima, $A' = A'' = A_o$, ma che le traslazioni τ' e τ'' siano

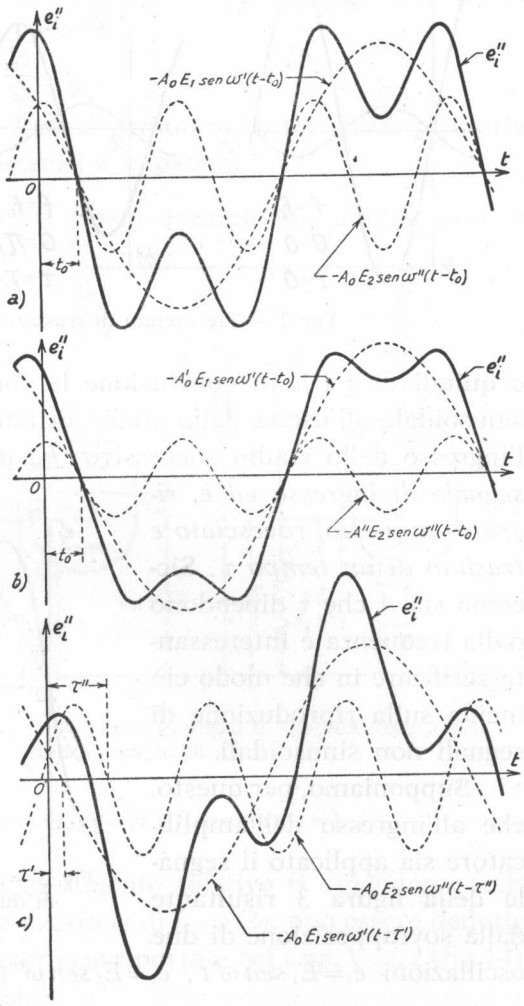


Fig. 4 — Segnali in uscita: *a*) $A' = A'' = A_o$, $\tau' = \tau'' = -t_o$; *b*) $A' > A''$, $\tau' = \tau'' = -t_o$; *c*) $A' = A'' = A_o$, $\tau' \neq \tau''$.

(2) - Ciò accade, ad es., se entrambe le frequenze cadono nella zona centrale della banda passante: è allora $A' = A'' = A_o$, $\tau' = \tau'' = 0$.

(3) - La scala delle ordinate della figura 4 è alterata rispetto a quella del segnale d'ingresso di figura 3 nel rapporto $1/A_o$.

diverse fra loro: ne risulta (fig. 4 *c*) un segnale rovesciato, ritardato ed amplificato, ma distorto rispetto al segnale originario: questo tipo di modificazione del segnale originario vien chiamata *distorsione di ritardo* o, più spesso, *distorsione di fase* per la dipendenza di τ da Θ.

Da queste considerazioni — che hanno carattere generale e valgono, oltre che per l'amplificatore a resistenza e capacità preso ad esempio, anche per qualsiasi altro tipo di amplificatore lineare — si deduce la proprietà fondamentale che *un amplificatore lineare non introduce distorsione, e quindi amplifica correttamente qualsiasi segnale, solo se l'amplificazione e la traslazione prodotta su un segnale sinusoidale sono indipendenti dalla frequenza.* La condizione relativa all'indipendenza della traslazione dalla frequenza può essere espressa in funzione della fase valendosi della formula (4); dire infatti che τ deve essere costante:

$$\tau = \frac{\Theta}{2\pi f} = k = costante \ , \tag{7}$$

implica la condizione:

$$\Theta = (2\pi k) f \ , \tag{8}$$

che esprime la proporzionalità fra lo *sfasamento relativo* Θ e la frequenza.

Si può dunque dire che *le condizioni affinchè un amplificatore lineare non introduca distorsioni sono che l'amplificazione sia indipendente dalla frequenza e lo sfasamento relativo sia proporzionale alla frequenza o nullo.*

Gli amplificatori a resistenza e capacità — di qualunque tipo essi siano (a tubi od a transistori; ad uscita di collettore o di emettitore, ecc.) — non soddisfano a questi requisiti se non in una zona centrale della banda passante: ciò appare evidente dall'esame delle curve universali di risposta e di fase (Cap. V, n. 2, fig. 14) e dalle curve della figura 5 che ne sono la riproduzione su scala lineare (invece che logaritmica) e perciò consentono di verificare con più cura l'andamento in funzione di f dell'angolo Θ (4).

---

(4) - Quando f è molto maggiore di f_1 o molto minore di f_2, le espressioni dello sfasamento relativo contenute nella figura 5 si riducono alle seguenti (*tang* Θ tende a Θ):

$$\Theta = f_1/f \ , \quad \Theta = -f/f_2 \ .$$

Possiamo da ciò arguire che alle basse frequenze, per quanto grande sia f di fronte ad f_1, Θ non è mai proporzionale ad f; alle alte frequenze, invece, al diminuire di f di fronte ad f_2, Θ tende ad essere proporzionale ad f. La condizione di non distorsione è pertanto soddisfatta alle alte frequenze per f sufficientemente minore di f_2; alle basse frequenze, invece, la condizione di non distorsione può essere soddisfatta solo in quanto Θ tende progressivamente a zero al crescere di f di fronte ad f_1.

Se un segnale ha una composizione spettrale semplice e le frequenze delle sue componenti sinusoidali appartengono ad una gamma relativamente ristretta al centro della banda passante, si otterrà in uscita la riproduzione fedele del segnale d'ingresso. Ma se si opera su una larga parte della banda passante sorgono le distorsioni ([5]): ciò accade inevitabilmente per i segnali che hanno composizioni spettrali che si estendono da pochi hertz a qualche megahertz. Per quanto infatti si cerchi con opportuna proget-

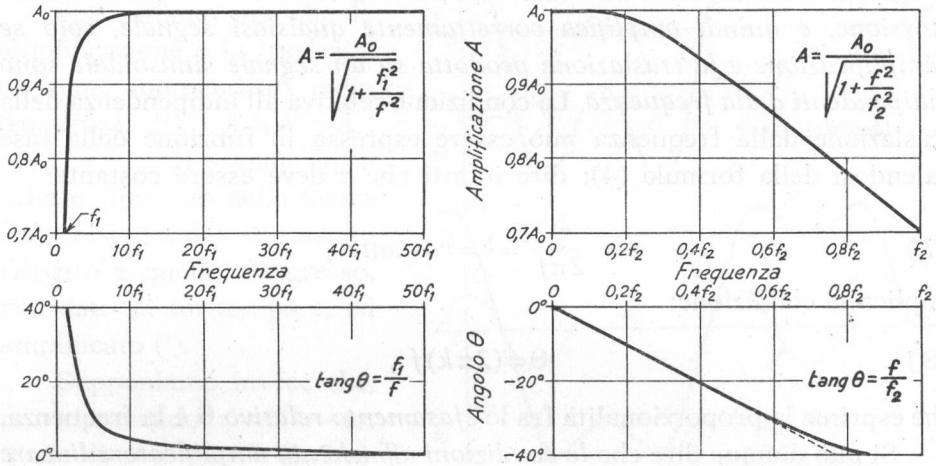


Fig. 5 — Curve di amplificazione e di fase in scala lineare (dedotte dalle curve in scala logaritmica della fig. V, 14).

tazione dell'amplificatore ([6]) di elevare al massimo f_2 ed abbassare f_1, non è possibile ottenere che la larga gamma delle frequenze che interessa il segnale occupi soltanto il centro della banda passante: si richiede quindi una qualche modifica degli schemi degli amplificatori a resistenza e capacità per renderli atti a tale tipo di segnali. Ma prima di occuparci di ciò, affronteremo il problema delle distorsioni da un altro punto di vista, saggiando il comportamento dell'amplificatore di fronte a segnali rettangolari ed impulsivi.

([5]) - Negli amplificatori per audiofrequenze si è soliti fare, all'incirca, coincidere la banda passante dell'amplificatore coll'effettiva banda delle frequenze da amplificare: ne risultano quindi, nei suoni all'uscita, delle inevitabili distorsioni di ampiezza e di fase. Ma le caratteristiche fisiologiche del nostro orecchio non ci fanno accorgere di tali distorsioni: difatti l'orecchio è insensibile alla distorsione di fase e risente poco della diversa amplificazione alle varie frequenze se le variazioni sono contenute entro il *30%*, come avviene all'interno della banda passante (Vol. I, Cap. XI, n. 2).

([6]) - Del problema della progettazione sarà trattato nel n. 4.

3. — Modificazione della forma dei segnali rettangolari ed impulsivi prodotta da un amplificatore a resistenza e capacità.

Per perfezionare la conoscenza del comportamento degli amplificatori a resistenza e capacità di fronte a segnali reali, supponiamo che all'ingresso dell'amplificatore della figura 1 sia applicato il segnale impulsivo rettangolare negativo indicato nella figura 6 *a*), cioè una tensione e_i' nulla

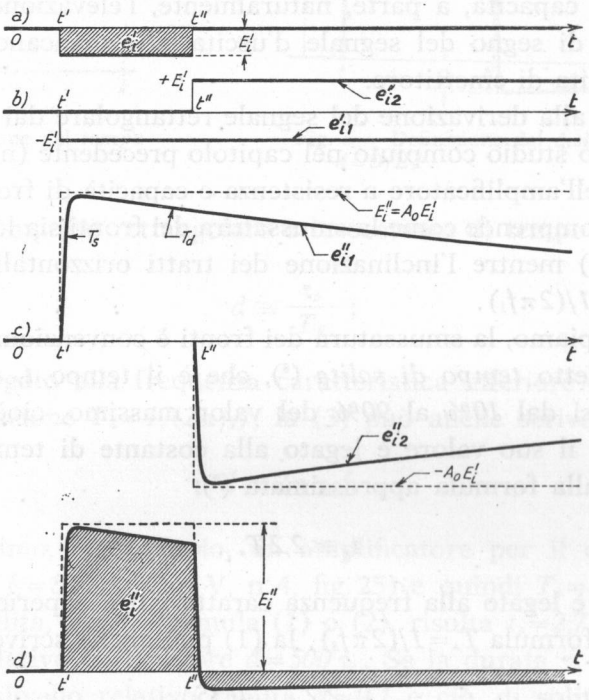


Fig. 6 — Applicazione di un impulso retangolare ad un amplificatore a resistenza e capacità.

fino all'istante $t=t'$, di valore e_i' da questo istante all'istante $t=t''$ e di nuovo nulla da t'' in poi. Come sappiamo, la tensione e_i' può pensarsi come la sovrapposizione di un gradino di tensione negativo e_{i1}' di ampiezza E_{i1}' e scatto in corrispondenza a t' e di un gradino uguale ed opposto e_{i2}' con scatto in corrispondenza a $t=t''$ (fig. 6 *b*). Alle due tensioni a gradino e_{i1}', e_{i2}' corrispondono all'uscita dell'amplificatore i due segnali e_{i1}'', e_{i2}'' indicati nella figura 6 *c*) (Cap. V, n. 3, fig. 19; n. 4, fig. 23); dalla somma compiuta istante per istante, dei due segnali e_{i1}'', e_{i2}'' deriva

il segnale della figura 6 *d*), che è l'effettivo segnale d'uscita dell'amplificatore. Ne deduciamo che all'impulso rettangolare d'entrata corrisponde in uscita un impulso di tensione rovesciato, amplificato ma distorto: *la distorsione consiste in una smussatura dei fronti verticali ed in un'inclinazione verso il basso del lato orizzontale a cui corrisponde, dopo il segnale, una depressione della linea di base* (7). Questi risultati, ottenuti per l'amplificatore della figura 1, valgono per tutti i tipi di amplificatori a resistenza e capacità, a parte, naturalmente, l'elevazione di ampiezza e l'inversione di segno del segnale d'uscita, che mancano negli amplificatori ad uscita di emettitore.

Pensando alla derivazione del segnale rettangolare dai due segnali a gradino ed allo studio compiuto nel capitolo precedente (n. 3-4) sul comportamento dell'amplificatore a resistenza e capacità di fronte ai segnali a gradino, si comprende come la smussatura dei fronti sia legata al valore di $T_s = 1/(2\pi f_2)$ mentre l'inclinazione dei tratti orizzontali dipenda dal valore di $T_d = 1/(2\pi f_1)$.

Come sappiamo, la smussatura dei fronti è convenzionalmente misurata dal cosidetto *tempo di salita* (8), che è il tempo t_s necessario affinchè e_i'' passi dal *10%* al *90%* del valor massimo, cioè da $0{,}1\,E_i''$ a $0{,}9\,E_i''$ (fig. 7); il suo valore è legato alla costante di tempo del tratto in salita T_s dalla formula approssimata (9):

$$t_s \cong 2{,}2\,T_s \,. \tag{1}$$

Poichè T_s è legato alla frequenza caratteristica superiore dell'amplificatore dalla formula $T_s = 1/(2\pi f_2)$, la (1) può anche scriversi:

$$t_s \cong \frac{2{,}2}{2\pi f_2} \cong \frac{0{,}35}{f_2} \,. \tag{2}$$

L'inclinazione del tratto superiore del segnale rettangolare distorto e la corrispondente depressione sono convenzionalmente misurate dal *dislivello relativo d*, il cui significato è chiarito nella figura 8: $d = D/E_i''$.

---

(7) - La depressione della linea di base crea un prolungamento del segnale oltre l'istante t'' in cui termina l'impulso originario; il prolungamento vien detto, comunemente, *coda* dell'impulso.

(8) - Cap. I, n. 5. Si considererà invece il *tempo di discesa*, se il segnale è rovesciato.

(9) - La formula è ricavata in appendice al paragrafo: di essa si può, peraltro, fare una rapida verifica servendosi del grafico della funzione esponenziale crescente (Cap. I, fig. 18) o della tabella che ne fornisce i valori (Cap. I, n. 11).

Nei casi pratici il dislivello relativo è pari al rapporto fra la durata

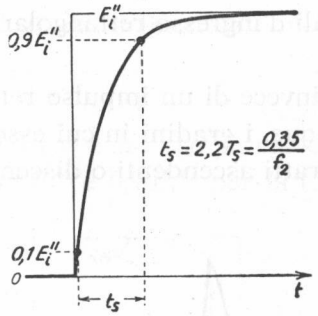


Fig. 7 — Definizione del *tempo di salita* t_s.

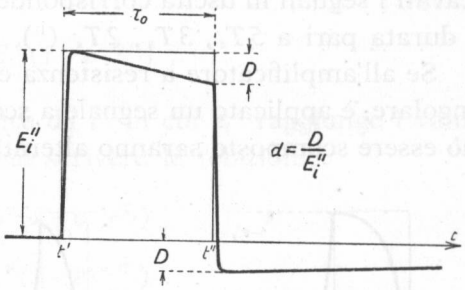


Fig. 8 — Definizione del *dislivello relativo* $d = D/E_i''$.

$\tau_o = t'' - t'$ dell'impulso rettangolare e la costante di tempo T_d ([10]):

$$(3) \qquad d \cong \frac{\tau_o}{T_d} \; ;$$

poichè T_d è legato alla frequenza caratteristica inferiore dell'amplificatore dalla relazione $T_d = 1/(2\pi f_1)$, la (3) può anche scriversi:

$$(4) \qquad d \cong 2\pi \tau_o f_1 \; .$$

Consideriamo, ad esempio, un amplificatore per il quale sia $f_2 = 130 \cdot 10^3$ Hz, $f_1 = 80$ Hz (Cap. V, n. 4, fig. 25) e quindi $T_s = 1{,}25 \cdot 10^{-6}$ sec; il tempo di salita, per la formula (1) o (2), risulta $t_s = 2{,}7$ μsec, mentre il dislivello relativo ha il valore $d = 500\,\tau_o$. Se la durata τ_o dell'impuso è 200 μsec il dislivello relativo risulta $d = 0{,}1$ e ciò, di solito, si esprime dicendo che l'amplificatore produce un *dislivello del 10%*.

La formula (3) indica che se la durata τ_o dell'impulso è molto piccola di fronte a T_d il dislivello relativo diviene piccolo in proporzione: ad esempio per $\tau_o = 0{,}01\,T_d$ si ha un dislivello di appena l'*1%*. Per tali impulsi, che diremo *stretti*, sia l'inclinazione del lato superiore sia la depressione divengono inapprezzabili e la distorsione dalla forma rettangolare è unicamente attribuibile alla smussatura dei fronti. Quando la durata degli impulsi è dell'ordine di appena qualche T_s, la distorsione di tale tipo diviene così marcata che l'impulso all'uscita dell'am-

([10]) - Il calcolo relativo è eseguito nell'appendice al paragrafo.

plificatore non ha più nulla di rettangolare e tende ad una forma pseudo-triangolare; ciò appare dalla figura 9 dove, col metodo della figura 6, sono ricavati i segnali in uscita corrispondenti a segnali d'ingresso rettangolari di durata pari a $5T_s$, $3T_s$, $2T_s$ ([11]).

Se all'amplificatore a resistenza e capacità, invece di un impulso rettangolare, è applicato un segnale a scatti qualunque, i gradini in cui esso può essere scomposto saranno alterati nei loro tratti ascendenti o discen-

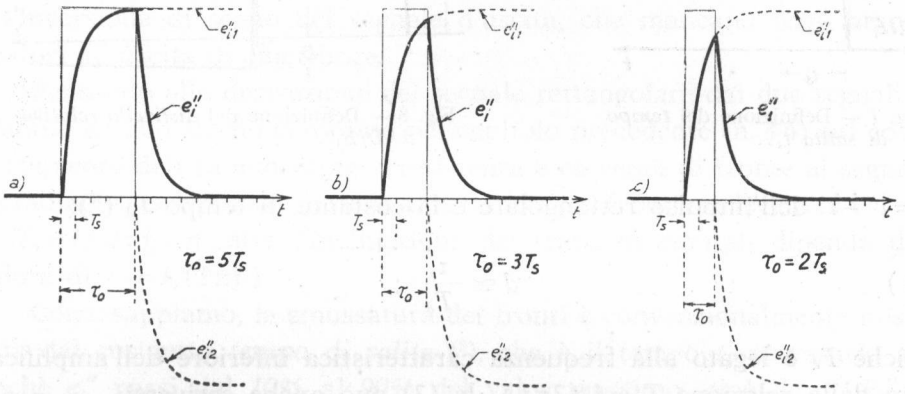


Fig. 9 — Segnali in uscita corrispondenti ad impulsi rettangolari di durata $\tau_0 = 5T_s$, $3T_s$, $2T_s$.

denti in relazione al valore di T_s e nei loro tratti pianeggianti in relazione al valore di T_d. Ne risulterà in uscita un segnale in cui *le brusche variazioni saranno più o meno smussate a seconda* del valore di T_s ed i *tratti pianeggianti saranno più o meno depressi* a seconda del valore di T_d: le deformazioni saranno tanto più piccole quanto minore è il valore di T_s e quanto più grande è quello di T_d ([12]). Nel prossimo paragrafo vedremo a quali criteri si debba uniformare la costruzione di un amplificatore a resistenza e capacità per ottenere piccoli valori di T_s e grandi valori di T_d.

([11]) - Si noti che, per un determinato valore di T_s — cioè per un certo amplificatore — al diminuire oltre un dato limite di τ_0, l'impulso d'uscita, oltre che diminuire d'ampiezza, non si stringe in proporzione all'impulso d'ingresso e tende ad occupare un intervallo di tempo pari a qualche T_s. Tutto ciò indica che, con un determinato amplificatore, non è possibile effettuare l'amplificazione di impulsi di durata inferiore ad un certo limite, dipendente da T_s o, il che è lo stesso, da f_2.

([12]) - La risposta dell'amplificatore a segnali del tipo a rampa od a gradino con fronte obliquo può essere dedotta in maniera abbastanza agevole dalla risposta a questi segnali dei partitori *RC* passa-alto e passa-basso, studiata nei nn. 12 e 13 del Cap. II.

APPENDICE: CALCOLO DI T_s E d. Con riferimento alla figura 7, l'andamento di e_i'' nel tratto in salita è espresso, contando i tempi dall'istante t', dalla formula:

$$(5) \qquad e_i'' = E_i''(1 - e^{-\tau/T_s}) \ ;$$

detti τ_1 e τ_2 i tempi, calcolati a partire da t', in cui e_i'' raggiunge i valori $0{,}1\,E_i''$ e $0{,}9\,E_i''$, per la (5) si possono scrivere le relazioni:

$$(6) \qquad 0{,}1\,E_i'' = E_i''(1 - e^{-\tau_1/T_s}) \ ,$$

$$(7) \qquad 0{,}9\,E_i'' = E_i''(1 - e^{-\tau_2/T_s}) \ .$$

Da queste si ottiene:

$$(8) \qquad e^{-\tau_1/T_s} = 0{,}9 \quad , \quad e^{-\tau_2/T_s} = 0{,}1 \ ;$$

dividendo la prima per la seconda si ha:

$$(9) \qquad e^{(\tau_2 - \tau_1)/T_s} = 9 \ .$$

Ma $\tau_2 - \tau_1$ è, per definizione, *il tempo di salita* t_s, per cui la (9) può scriversi:

$$(10) \qquad e^{t_s/T_s} = 9 \ ,$$

da cui si deduce:

$$(11) \qquad \frac{t_s}{T_s} = \log_e 9 = 2{,}197 \cong 2{,}2 \ .$$

Risulta così dimostrata la formula (1): $t_s \cong 2{,}2\,T_s$.

Per ciò che riguarda il dislivello relativo, osserviamo che l'andamento di e_i'' nel tratto in discesa superiore è quello medesimo della risposta al segnale a gradino e_{il}' (fig. 6 *c*); misurando i tempi a partire da t' tale andamento è caratterizzato dalla formula:

$$(12) \qquad e_i'' = E_i'' \cdot e^{-\tau/T_d} \ .$$

Con riferimento alla figura 8, D è la differenza fra E_i'' ed il valore assunto da e_i'' in corrispondenza a $t = t'' = t' + \tau_o$; tale valore si calcola dalla (12) ponendo $\tau = \tau_o$, per cui, in definitiva, si ha:

$$(13) \qquad D = E_i'' - E_i'' \, e^{-\tau_o/T_d} \ .$$

Poichè, per definizione, il *dislivello relativo* d è il rapporto fra D

ed E_i'', ne deriva:

$$(14) \qquad d = \frac{D}{E_i''} = 1 - e^{-\tau_o/T_d} \ .$$

D'altra parte, quando τ_o/T_d è sufficientemente piccolo di fronte ad *1*, vale la formula approssimata (Cap. I, n. 11, form. 6):

$$(15) \qquad 1 - e^{-\tau_o/T_d} \cong \frac{\tau_o}{T_d} \ ;$$

poichè nei casi pratici di segnali rettangolari si è generalmente nelle condizioni per le quali l'approssimazione della (15) è assai buona ($\tau_o \ll T_d$), la formula (14) diviene:

$$(16) \qquad d \cong \frac{\tau_o}{T_d} \ ,$$

e coincide con la formula (3), ammessa senza dimostrazione.

4. — Elementi di progetto di un amplificatore a resistenza e capacità per segnali video.

Nello studio degli amplificatori a resistenza e capacità in regime sinusoidale (n. 2) siamo giunti a concludere che per evitare distorsioni occorre che la banda occupata dalle componenti dei segnali risulti al centro della banda passante: per segnali a banda larga, come sono quelli video, occorre pertanto cercare di rendere più alta possibile la frequenza caratteristica superiore f_2 e più piccola possibile la frequenza caratteristica inferiore f_1. Alle stesse conclusioni si è giunti nello studio con segnali a gradino: si è visto, infatti, nel paragrafo precedente che per la buona riproduzione di segnali a scatti bisogna cercare di rendere più piccola possibile $T_s = 1/(2\pi f_2)$ e più grande possibile $T_d = 1/(2\pi f_1)$.

Dallo studio degli amplificatori a resistenza e capacità con segnali di prova sinusoidali ed a gradino si sono, d'altra parte, ricavate per f_1, f_2, T_d, T_s, le seguenti espressioni (Cap. V, n. 2, form. 6, 7; n. 3 form. 2, 4):

$$(1) \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi R_s C_a} = \frac{1}{2\pi T_d} \ ,$$

$$(2) \qquad f_2 = \frac{1}{2\pi R_p C} = \frac{1}{2\pi T_s} \ ,$$

$$(3) \qquad T_d = R_s C_a = \frac{1}{2\pi f_1} \ ,$$

$$(4) \qquad T_s = R_p C = \frac{1}{2\pi f_2} \ ,$$

dove C_a è la capacità di accoppiamento fra due stadi, R_p, R_s, e C sono legati alla costituzione dell'amplificatore; facendo riferimento al solito esempio dell'amplificatore della figura 1, esse sono definite nella figura 10. In tal caso, al fine di rendere più grande possibile f_2 (e quindi più piccolo T_s), occorrerà scegliere tubi che abbiano valori di C_u e C_i molto piccoli; mediante accurata costruzione si cercherà poi di mantenere più piccola possibile la capacità distribuita C_d dei conduttori verso massa. Si dovrà poi cercare di rendere piccolo il valore di R_p: occorre però, a questo proposito, ricordare che, nell'amplificatore della figura 1, l'amplificazione A_o ha il valore (Cap. V, n. 4, form. 19):

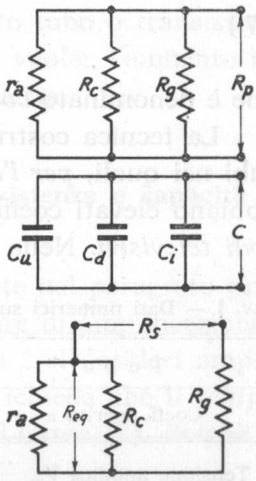


Fig. 10 — Definizione di R_p, C, R_s.

$$(5) \qquad A_o = g_m R_p = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}},$$

e pertanto, per un determinato tubo, al diminuire di R_p diminuisce l'amplificazione. Sussiste quindi la sfortunata circostanza che se si vuole aumentare f_2 agendo su R_p si diminuisce corrispondentemente l'amplificazione; si può dare a questa proprietà un aspetto particolarmente significativo considerando il prodotto $A_o f_2$. Dalle formule (2) e (5) si ottiene:

$$(6) \qquad A_o f_2 = \frac{g_m}{2\pi C} = \frac{g_m}{2\pi (C_u + C_d + C_i)};$$

in questa espressione C_d dipende dalla costruzione materiale dell'amplificatore, g_m e $C_u + C_i$ dipendono dal tipo di tubo impiegato, generalmente il medesimo nei successivi stadi di un amplificatore. La formula (6) allora mostra che il prodotto $A_o f_2$ è una costante che dipende unicamente dalla costruzione materiale dell'amplificatore (C_d) e dal tipo di tubo adoperato: quanto più grande è questa costante, tanto più grande risulta f_2 a parità di A_o e, viceversa, tanto maggiore risulta A_o a parità di f_2.

La formula (6) indica che per ottenere forti valori di $A_o f_2$, a parità di C_d, occorre scegliere tubi che abbiano valori molto piccoli di C_u e C_i; quest'ultima condizione mostra la necessità di usare pentodi. Fra vari pentodi aventi uguali valori di C_u e C_i, saranno poi da preferirsi quelli

che hanno più grande il valore di g_m; anzi un tubo potrà dirsi tanto più adatto a fornire buona amplificazione ed alto valore di f_2, quanto più grande è la sua conduttanza mutua g_m e quanto più piccole sono le sue capacità C_u e C_i [13]. A questo proposito si sceglie quale elemento di bontà di un tubo il rapporto:

$$(7) \qquad \alpha = \frac{g_m}{C_u + C_i} \; ;$$

che è denominato *coefficiente di merito* del tubo [14].

La tecnica costruttiva dei tubi elettronici si è sforzata di produrre tubi nei quali, *per l'alto valore di* g_m *ed il piccolo valore di* C_u *e* C_i, si abbiano elevati coefficienti di merito; essi sono spesso denominati *pentodi televisivi.* Nella Tavola 1 sono riportati i valori del coefficiente di

TAV. 1 — Dati numerici su alcuni pentodi televisivi.

Tubo	*6SJ7*	*6AU6*	*6CL6*	*6AC7*	*6EB8*	
Coeff. merito α	1,27	4,95	5,1	5,6	8,2	10^8 Hz
Tensione anodica V_{ao}	250	250	250	300	200	V
Tensione griglia V_{go}	−3	−1	−3	−2	−2	V
Tensione schermo V_{so}	100	150	150	150	125	V
Corrente anodica I_{ao}	3	10,6	30	10	25	mA
Corrente schermo I_{so}	0,8	4,3	7	2,5	7	mA
Conduttanza mutua g_m	1,65	5,2	11	9	12,5	mA/V
Resistenza diff. anod. r_a	1000	1000	150	1000	75	kΩ
Capacità uscita C_u	7	5	7,5	5	4,2	pF
Capacità entrata C_i	6	5,5	13	11	11	pF

merito, di g_m, di C_u e di C_i di quattro pentodi moderni e, per confronto, i valori corrispondenti di un pentodo di vecchio tipo (*6SJ7*); nella tabella sono poi indicate le condizioni tipiche di funzionamento ed i valori di r_a.

---

(13) - Veramente, se si osserva lo schema dell'amplificatore a resistenza e capacità della figura 1, la capacità C_u si riferisce al tubo *1*, mentre la capacità C_i si riferisce al tubo *2*. Ma negli amplificatori a più stadi si opera spesso con tubi tutti uguali, per cui nei ragionamenti si può parlare delle capacità d'uscita e d'entrata senza riferirsi ad un tubo ed al successivo.

(14) - Esso è già stato introdotto nel Vol. II (Cap. III, n. 4) in relazione al problema dell'amplificazione di oscillazioni a radiofrequenza modulate.

Le considerazioni precedenti sono state svolte per l'amplificatore a pentodi della figura 1, ma potrebbero ripetersi (seppure in maniera non altrettanto agevole) per tutti gli altri tipi di amplificatori a resistenza e capacità, a tubi ed a transistori. In ogni caso si verifica che il prodotto della frequenza caratteristica superiore per l'amplificazione (di tensione o di corrente) è una costante che dipende essenzialmente dal particolare tipo di tubo o transistore usato. Con un dato tubo o transistore non è possibile ottenere A_o ed f_2 grandi quanto si vuole: l'aumento di una di queste grandezze sacrifica inevitabilmente l'altra.

5. — Esempio di calcolo di un amplificatore a resistenza e capacità a pentodi per segnali video.

Per comprendere il valore delle condizioni svolte nel paragrafo precedente prendiamo in esame un problema particolare di amplificazione: con un amplificatore a pentodi del tipo della figura 1 si desideri amplificare un segnale ad impulsi rettangolari (n. 3) e si richieda che il *tempo di salita* dei segnali d'uscita sia, ad esempio, $t_s = 0{,}1$ μsec [15]. Poichè è $t_s = 0{,}35/f_2$, (n. 3, form. 2), dovrà essere:

$$(1) \qquad f_2 = \frac{0{,}35}{t_s} = \frac{0{,}35}{0{,}1 \cdot 10^{-6}} = 3{,}5 \cdot 10^6 \text{ Hz} \ .$$

Dalla formula (6) del numero precedente risulta allora:

$$(2) \qquad A_o = \frac{g_m}{2\pi C f_2} = 4{,}55 \cdot 10^{-8} \frac{g_m}{C_u + C_d + C_i} \ ;$$

la capacità distribuita C_d, anche con costruzioni molto accurate, raramente è inferiore a $4 \div 5$ pF, ma più comunemente è dell'ordine di $5 \div 15$ pF. Assunto per C_d, quale valore plausibile, 10 pF, se si adottassero quali tubi amplificatori pentodi di vecchio tipo, come il tubo *6SJ7* ($\alpha = 1{,}27 \cdot 10^{-3}$; $g_m = 1{,}65 \cdot 10^{-3}$, $C_u = 7 \cdot 10^{-12}$, $C_i = 6 \cdot 10^{-12}$) si avrebbe:

$$(3) \qquad A_o = 4{,}55 \cdot 10^{-8} \frac{1{,}65 \cdot 10^{-3}}{(7 + 10 + 6)\, 10^{-12}} \cong 3{,}25 \ ;$$

se si usa invece il pentodo televisivo *6CL6* ($g_m = 11 \cdot 10^{-3}$, $C_u = 7{,}5 \cdot 10^{-12}$,

---

[15] - È un dato generalmente richiesto per i segnali televisivi.

$C_i = 13 \cdot 10^{-12}$), si ottiene per A_o il valore:

$$(4) \qquad A_o = 4{,}55 \cdot 10^{-3} \frac{11 \cdot 10^{-3}}{(7{,}5 + 10 + 13) \cdot 10^{-12}} \cong 16{,}4 \ ,$$

cinque volte superiore al precedente. Da questo esempio appare che fissato il tempo di salita — oppure le grandezze f_2 o T_s, fra loro legate — e scelto il tipo di tubo, risulta automaticamente vincolato il valore di A_o.

Dalla formula (2) o dalla (5) del paragrafo precedente è immediatamente ricavabile il valore di R_p che conduce ai voluti valori di f_2 ed A_o; ad esempio per l'amplificatore attuato col tubo *6CL6*, dianzi considerato, risulta dalla suddetta formula (5):

$$(5) \qquad R_p = \frac{A_o}{g_m} = \frac{16{,}4}{11 \cdot 10^{-3}} \cong 1500\ \Omega \ .$$

Per ottenere il valore desiderato di R_p (parallelo di r_a, R_c ed R_g), poichè r_a è fissato dalla scelta del tubo, si dimensionano opportunamente le resistenze R_c ed R_g: generalmente si dà ad R_g il massimo valore consentito dal costruttore ([16]) e ad R_c un valore tale che R_p abbia il prescritto valore. Nel parallelo di r_a, R_g ed R_c le prime due resistenze sono generalmente così grandi di fronte al valore R_p che si vuole ottenere, che il valore di R_c viene ad essere appena superiore ad R_p e si può, in prima approssimazione, con esso far coincidere: nell'esempio precedente è $r_a = 150$ kΩ e si può assumere $R_g = 500$ kΩ, per cui si può porre senz'altro ([17]):

$$(6) \qquad R_c \cong R_p \cong 1500\ \Omega \ .$$

Determinato R_c, per completare la costituzione dell'amplificatore occorre calcolare il valore della capacità di accoppiamento C_a e ciò deve essere fatto in base al valore di f_1 o di T_d che si vuole ottenere, valen-

---

([16]) - Scegliere R_g alta permette, come si vedrà fra poco, un più agevole dimensionamento di C_a per ottenere un determinato valore di f_1.

([17]) - Dalla formula:

$$R_p = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} \ ,$$

sostituendo i valori $R_c = 1500$; $r_a = 1{,}5 \cdot 10^5$, $R_g = 5 \cdot 10^5$ si ottiene $R_p \cong 1480$ praticamente coincidente con 1500.

dosi delle formule (1) o (3) del numero precedente. Osserviamo che, nella costituzione di R_s (fig. 10), il parallelo di R_c ed r_a coincide praticamente con R_c; risulta quindi $R_s \cong R_c + R_g$ che, per il piccolo valore di R_c di fronte ad R_g, coincide approssimativamente con R_g:

$$R_s \cong R_g \ . \tag{7}$$

Introducendo questa espressione nella formula (1) del precedente paragrafo si ottiene:

$$C_a = \frac{1}{2\pi R_s f_1} \cong \frac{1}{2\pi R_g f_1} \cdot \tag{8}$$

Si voglia, ad esempio, che nell'amplificatore finora considerato, con segnali d'ingresso rettangolari di durata $\tau_o = 1/50$ sec, i segnali d'uscita abbiano un *dislivello relativo* (n. 3) del *5%* ([18]). La formula (4) del n. 3 permette allora di scrivere:

$$f_1 \cong \frac{d}{2\pi \tau_o}, \tag{9}$$

da cui, ponendo $d = 0{,}05$, $\tau_o = 1/50 = 0{,}02$, si ottiene $f_1 = 0{,}4$ ([19]). Sostituendo questo valore nella formula (8), tenendo conto che si è assunto $R_g = 5 \cdot 10^5\ \Omega$, si ottiene:

$$C_a = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^5 \cdot 0{,}4} \cong 0{,}8 \cdot 10^{-6}\ \text{F} \ . \tag{10}$$

Colla determinazione di C_a si è concluso il calcolo di massima dell'amplificatore che ha un'amplificazione $A_o \cong 16{,}4$ (form. 4) e frequenze caratteristiche $f_1 = 0{,}4$ Hz, $f_2 = 3{,}5$ MHz; con tensioni d'ingresso rettangolari il tempo di salita è $t_s = 0{,}1$ μsec, il dislivello relativo $d = 2\pi f_1 t_o \cong 2{,}5 t_o$. Nella figura 11 è indicato lo schema completo dell'amplificatore, quotato secondo i dati della Tav. 1 ([20]) e coi valori di R_c e C_a ottenuti poc'anzi

---

([18]) - È una condizione generalmente richiesta per i segnali televisivi.

([19]) - Un valore così basso di frequenza può sembrare una assurdità; ma occorre osservare che alle basse frequenze lo sfasamento relativo è ben lungi dall'essere proporzionale alla frequenza (n. 2, fig. 5) ed è praticamente nullo solo per valori di f grandi rispetto ad f_1. Occorre perciò che la banda passante cominci molto in basso al fine che le componenti sinusoidali del segnale ne occupino la zona centrale e le distorsioni del segnale risultino modeste.

([20]) - $V_{ao} = 250$ V, $I_{ao} = 30$ mA; $V_{so} = 150$ V, $I_{so} = 7$ mA; $E_{go} = -3$ V.

col calcolo. Nella figura 12 al posto delle batterie E_{go} ed E_{so} è indicato il gruppo di polarizzazione $C_k R_k$ ed il sistema di alimentazione dello schermo con resistenza R_s di caduta e condensatore di fuga C_s. Nella ipotesi di poter disporre di un alimentatore anodico con tensione più alta di quella necessaria (*400* V, ad esempio, di fronte ai *300* volt che sono necessari nel caso di figura 11), in serie ad R_c è posta una resistenza R_f che, colla sua caduta di tensione, produca la voluta riduzione della tensione di alimentazione; lo scopo del condensatore C_f verso massa, è quello di evitare che la resistenza R_f intervenga nel processo di am-

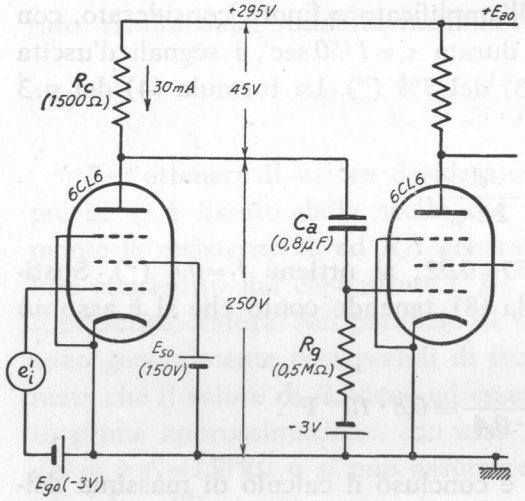


Fig. 11 — Schema dell'amplificatore, quotato coi valori calcolati.

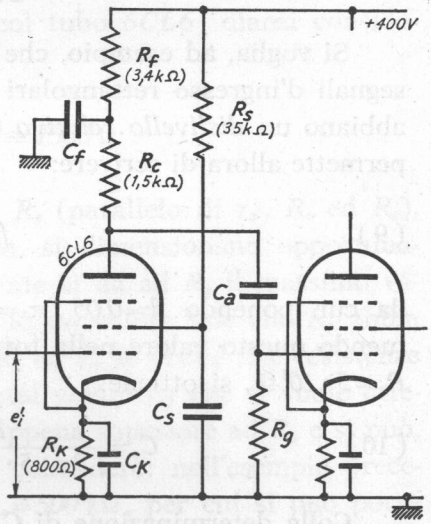


Fig. 12 — Dispositivi di polarizzazione ed alimentazione.

plificazione aumentando il valore della resistenza di carico. Per compiere tale funzione il condensatore C_f dovrebbe costituire un cortocircuito per le frequenze di lavoro e nelle medesime condizioni dovrebbero trovarsi C_k e C_s; questa condizione, mentre è agevolmente verificata alle frequenze alte, diviene estremamente difficile per frequenze piccole, dello stesso ordine di f_1, e ciò incide sul comportamento dell'amplificatore di fronte ai segnali video. Per quanto riguarda i gruppi $C_k R_k$ ed $R_s C_s$ sappiamo già (Cap. V, n. 7) che, in regime sinusoidale, essi producono una diminuzione di amplificazione ed un aumento di Θ alle basse frequenze; nei riguardi dei segnali a gradino, mentre non hanno alcuna influenza sul fronte dei segnali, essi producono un aumento della rapidità con cui il

tratto superiore del segnale d'uscita tende a zero. Ciò si traduce, nel caso di segnali rettangolari, in un inevitabile aumento del *dislivello relativo*. Vedremo invece nel paragrafo seguente che il gruppo $C_f R_f$ tende a produrre un aumento di amplificazione in bassa frequenza che, agli effetti dei segnali a gradino, si traduce in un innalzamento del lato superiore dei segnali rettangolari, antitetico all'abbassamento prodotto dalle capacità C_k e C_s; accade allora che, scegliendo opportunamente il valore di C_f, se ne possa sfruttare l'effetto deformante per compensare il dislivello provocato da C_a, C_k e C_s ed anche, parzialmente, quello prodotto da C_a.

6. — Compensazione in bassa frequenza degli amplificatori a resistenza e capacità.

Per renderci conto delle modificazioni del comportamento dell'amplificatore a resistenza e capacità prodotte dall'introduzione della resistenza R_f e della capacità C_f nel circuito anodico, prendiamo in considerazione il semplice amplificatore indicato nella figura 13 *a*). Il suo circuito di riposo è indicato nella figura 13 *b*) e da esso si ricava (col metodo della retta di carico) il valore di riposo V_{ao} della tensione anodica. La variazione e_a della tensione anodica da tale valore, provocata dal segnale d'ingresso, è ricavabile dal circuito differenziale, riportato nella figura 14; osserviamo in esso che la parte del circuito a destra di PK è un'impedenza che (per la presenza di C_f) aumenta al diminuire della frequenza: pertanto, a parità di corrente del generatore, la tensione di uscita aumenta al diminuire della frequenza e ciò si traduce in un aumento di amplificazione al diminuire della frequenza.

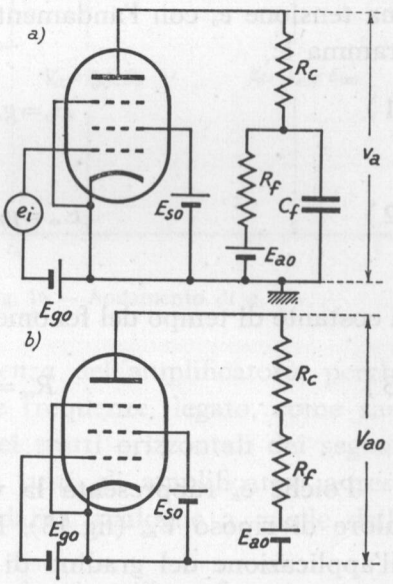


Fig. 13 — Amplificatore con dispositivo di compensazione nel circuito anodico.

Significativo è il comportamento con segnali a gradino: il circuito

della figura 14 è uno dei primi da noi studiati con segnali a gradino (Cap. I, n. 13, fig. 29). Dallo studio allora compiuto si ricava che al gradino di corrente $i = g_m E_i u(t - t_o)$, indicato nella figura 15 *a*), corrisponde

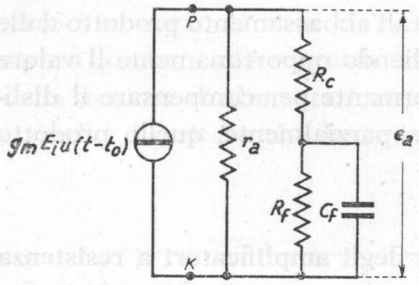


Fig. 14 — Circuito differenziale dell'amplificatore di figura 13.

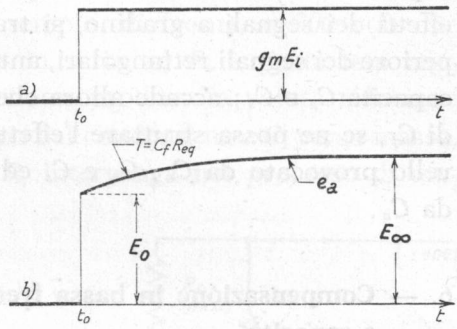


Fig. 15 — Andamento di $g_m E_i u(t-t_o)$ e della tensione e_a.

una tensione e_a con l'andamento indicato nella figura 15 *b*). In tale diagramma è:

$$(1) \qquad E_o = g_m E_i \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c}},$$

$$(2) \qquad E_\infty = g_m E_i \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c + R_f}};$$

la costante di tempo del fenomeno esponenziale risulta $T = C_f R_{eq}$, dove è:

$$(3) \qquad R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_c + r_a} + \frac{1}{R_f}}.$$

Poichè e_a rappresenta la variazione della tensione anodica v_a dal valore di riposo V_{ao} (fig. 13), l'effettivo andamento di v_a, conseguente all'applicazione del gradino di tensione negativo (fig. 16 *a*), sarà quello indicato nella figura 16 *b*), risultante dalla somma di V_{ao} ed e_a; dalla figura 16 *b*) appare che la tensione anodica v_a, di valore V_{ao} fino all'istante t_o, scatta bruscamente in questo istante al valore $V_{ao} + E_o$ e poi sale lentamente, con costante di tempo $T = C_f R_{eq}$, al valore $V_{ao} + E_\infty$. Tale andamento è antitetico rispetto a quello prodotto dai sistemi di polarizzazione catodica e di alimentazione dello schermo: entrambi questi di-

spositivi, infatti, all'applicazione di un segnale d'ingresso a gradino negativo fanno corrispondere una tensione anodica che dopo la brusca variazione da V_{ao} a V_{a1}, decresce tendendo ad un valore più basso V'_{a1} (Cap. V, n. 7, fig. 35).

Ne deriva che, mentre i dispositivi di polarizzazione catodica e di alimentazione dello schermo applicati ad un amplificatore a resistenza e capacità producono un aumento del dislivello relativo su segnali d'ingresso rettangolari, l'applicazione del gruppo $R_f C_f$ (fig. 12) può invece produrre una diminuzione del dislivello stesso. Per questo motivo, quando l'amplificatore è destinato ad amplificare segnali rettangolari di grande durata ed occorre che il dislivello relativo risulti molto piccolo, si usa valersi del gruppo $R_f C_f$, opportunamente dimensionato, per *compensare* gli effetti deprimenti prodotti dai sistemi di polarizzazione catodica e di alimentazione dello schermo ed anche dal sistema di accoppiamento fra i vari stadi. Questo metodo di mutua compensazione delle distorsioni prende il nome di *compensazione in bassa frequenza* dell'amplificatore, perchè si riferisce al comportamento alle basse frequenze, legato, come sappiamo, al comportamento nei riguardi dei tratti orizzontali dei segnali rettangolari. Il metodo può applicarsi a tutti gli amplificatori a resistenza, a tubi ed a transistori, con modalità analoghe a quelle della figura 12.

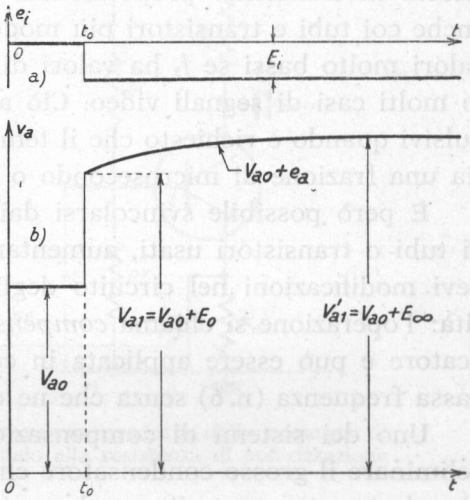


Fig. 16 — Andamento di e_i e v_a.

Vi sono delle applicazioni tecniche (ad es. oscillografi, servomeccanismi) nelle quali i segnali possono avere delle variazioni così lente che la frequenza di riferimento inferiore dell'amplificatore dovrebbe risultare praticamente uguale a zero: in tali casi la compensazione in bassa frequenza non è sufficiente e bisogna ricorrere agli amplificatori per tensioni continue che studieremo nel Cap. VII.

7. — Generalità sulla compensazione in alta frequenza degli amplificatori a resistenza e capacità.

Lo studio sull'amplificatore a resistenza e capacità nel n. 4 ci ha condotto a stabilire che il prodotto dell'amplificazione per la frequenza caratteristica superiore f_2 è una costante, che dipende in piccola misura dall'accuratezza di costruzione dell'amplificatore (valore di C_d) ma soprattutto dal tipo di tubo o di transistore impiegato. Per una determinata scelta del tubo o transistore e per un dato valore di C_d, l'amplificazione risulta inversamente proporzionale alla frequenza f_2; all'atto pratico, anche coi tubi e transistori più moderni, l'amplificazione viene ad avere valori molto bassi se f_2 ha valori di vari megahertz, come è necessario in molti casi di segnali video. Ciò accade, ad esempio, con segnali impulsivi quando è richiesto che il tempo di salita $t_s = 0{,}35/f_2$ (n. 3, form. 2) sia una frazione di microsecondo o appena qualche nanosecondo ([21]).

È però possibile svincolarsi dai limiti sopradetti — cioè, a parità di tubi o transistori usati, aumentare il prodotto $A_o f_2$ — introducendo lievi modificazioni nel circuito degli amplificatori a resistenza e capacità: l'operazione si chiama *compensazione in alta frequenza* dell'amplificatore e può essere applicata in concomitanza alla compensazione in bassa frequenza (n. 6) senza che ne derivi alcun effetto reciproco.

Uno dei sistemi di compensazione in alta frequenza consiste nell'eliminare il grosso condensatore che normalmente shunta la resistenza di polarizzazione catodica, o la resistenza di stabilizzazione dei transistori (Cap. V, n. 7, fig. 32), sostituendolo con un condensatore di capacità C_c estremamente più piccola e ben determinata (fig. 17). Alle frequenze basse e centrali della banda passante la reattanza di C_c è così grande che tutto avviene come se la capacità non esistesse: l'amplificazione è allora quella che compete al circuito con la sola resistenza in serie all'emettitore. Al di sopra di una certa frequenza l'effetto di C_c comincia però a farsi sentire: la reattanza di C_c diviene progressivamente minore al crescere di f, tendendo a costituire un vero e proprio cortocircuito. In tali condizioni l'amplificazione diviene maggiore venendo a mancare l'effetto di reazione negativa (*degenerazione di emettitore*) prodotta dalla resistenza. In definitiva l'amplificazione — che alle basse frequenze ha il valore che compete all'amplificatore con resistenza in

---

([21]) - Al tempo di salita $t_s = 0{,}1$ μsec = 100 nsec corrisponde $f_2 = 3{,}5$ MHz; a 10 nsec corrisponde una f_2 di ben 35 MHz.

serie all'emettitore (Cap. III, n. 10, 12) — cresce al crescere della frequenza tendendo al valore che compete all'amplificatore con emettitore a massa. Dimensionando opportunamente C_c si può fare in modo che il suddetto aumento di amplificazione al crescere della frequenza compensi, almeno parzialmente, la diminuzione che, al crescere della frequenza, è prodotta dalla presenza delle capacità parassite: col calcolo potrebbe mostrarsi che il prodotto dell'amplificazione per la frequenza caratte-

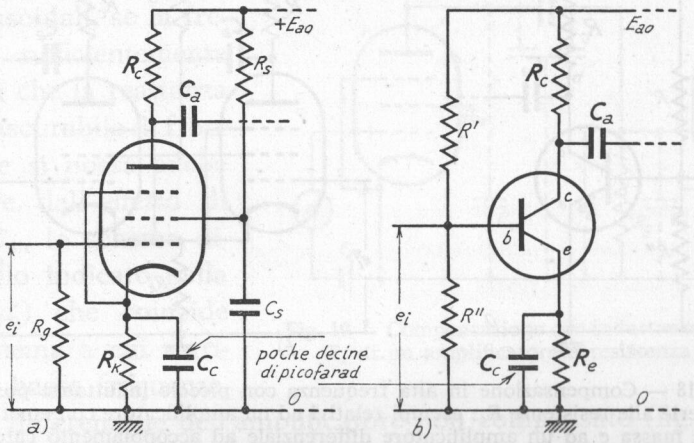


Fig. 17 — Compensazione in alta frequenza prodotta dalla presenza di una piccola capacità C_c in parallelo alla resistenza di polarizzazione o di stabilizzazione.

ristica superiore dell'amplificatore compensato è maggiore che nell'amplificatore originario.

Dal punto di vista dei segnali a gradino l'effetto di compensazione può spiegarsi facendo riferimento ad un'osservazione fatta nel n. 7 del capitolo precedente (fig. 36): abbiamo allora verificato che se la capacità in parallelo alla resistenza di polarizzazione catodica è resa molto piccola, la tensione anodica, in corrispondenza all'applicazione all'ingresso di un segnale a gradino, subisce una variazione a gradino, avente però un rapido guizzo in aumento al momento dello scatto. Si comprende come il brusco aumento di tensione iniziale possa servire, con un dimensionamento adatto, a compensare in qualche modo lo smussamento del fronte del gradino prodotto dalle capacità parassite.

Un metodo di compensazione assai più usato di quello indicato formerà oggetto di studio nel paragrafo seguente e nei successivi: esso consiste nell'introdurre in serie alle resistenze di carico degli amplifi-

catori *piccole induttanze*, la cui reattanza, alle più alte frequenze di lavoro, sia dello stesso ordine di grandezza della reattanza delle capacità parassite ([22]). Nella figura 18 è mostrato un esempio di applicazione del metodo ad un amplificatore a transistore con emettitore a massa

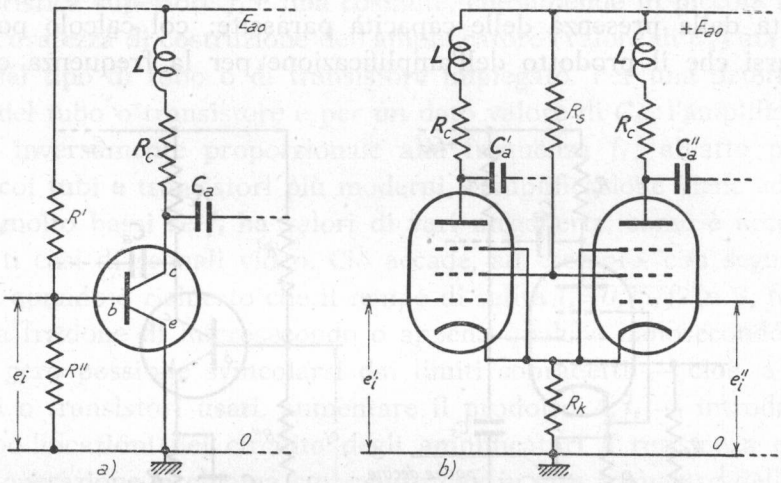


Fig. 18 — Compensazione in alta frequenza con piccole induttanze poste in serie alle resistenze R_c: esempi relativi ad un amplificatore con emettitore a massa e ad un amplificatore differenziale ad accoppiamento catodico.

e ad un amplificatore differenziale ad accoppiamento catodico attuato con pentodi: in maniera analoga si opera per ogni altro tipo di amplificatore a resistenza e capacità.

8. — Compensazione in alta frequenza mediante induttanze in serie alle resistenze di carico degli amplificatori.

Per studiare l'effetto di compensazione in alta frequenza prodotto dall'introduzione di piccole induttanze in serie alle resistenze di carico degli amplificatori, faremo riferimento al solito amplificatore a pentodi della figura 1, che è il più agevole da trattarsi: il suo schema, completato con le induttanze di compensazione e con le capacità parassite in evidenza, è ridisegnato nella figura 19 ([23]).

([22]) - Il metodo è già stato accennato nel Vol. I (Cap. XI, n. 10).

([23]) - La presenza della compensazione in bassa frequenza (n. 5) non condurrebbe ad alcuna variante allo studio che stiamo per fare: le due compensazioni, in bassa ed in alta frequenza, non si influenzano in alcun modo.

Per comprendere l'effetto di compensazione prodotto dall'induttanza L nel circuito anodico del primo tubo, consideriamo il circuito differenziale dell'amplificatore (fig. 20 *a*) e mettiamolo a raffronto con quello dell'amplificatore non compensato (Cap. V, n. 4, fig. 22 *a*) indicato nella figura 20 *b*). Con segnali di prova sinusoidali, se la frequenza è sufficientemente bassa, così che la reattanza di L sia trascurabile di fronte ad R_c e si possa anche prescindere dall'effetto di C_u, C_i e C_d, lo schema diviene quello indicato nella figura 20 *a'*) che coincide con lo schema a cui si riduce, alle basse frequenze, il circuito differenziale dell'amplificatore non compensato (fig. 20 *b'*). Ne

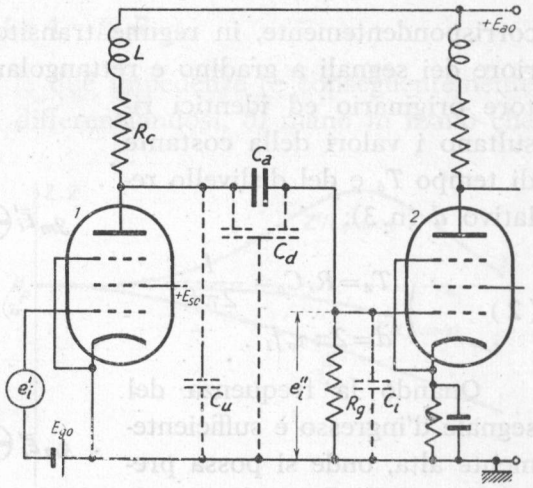


Fig. 19 — Compensazione con induttanza in serie ad R_c di un amplificatore a resistenza e capacità.

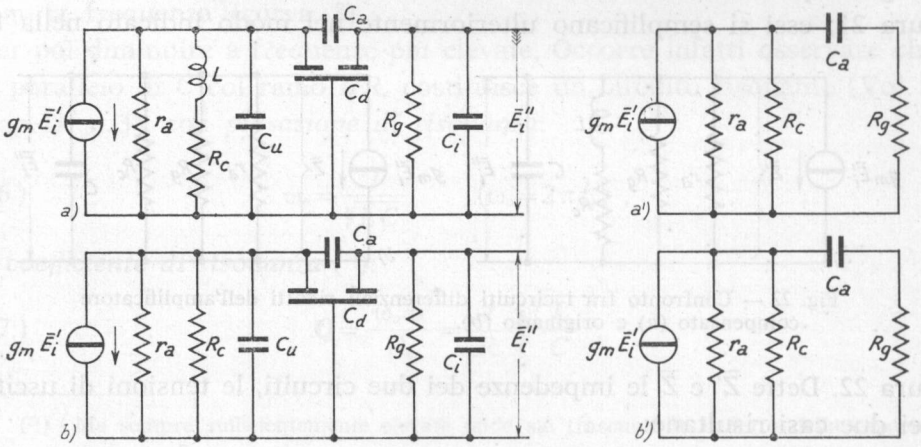


Fig. 20 — Circuiti differenziali dell'amplificatore compensato e non compensato e loro schema ridotto per basse frequenze.

deduciamo che il comportamento alle basse frequenze dell'amplificatore compensato è identico a quello dell'amplificatore a resistenza e capa-

cità da cui deriva e pertanto anche per esso risulta:

$$(1) \qquad f_1 = \frac{1}{2\pi R_s C_a} ;$$

corrispondentemente, in regime transitorio, la risposta al tratto superiore dei segnali a gradino e rettangolari è la stessa che nell'amplificatore originario ed identici risultano i valori della costante di tempo T_d e del dislivello relativo d (n. 3):

$$(2) \qquad \begin{cases} T_d = R_s C_a = \dfrac{1}{2\pi f_1} , \\ d = 2\pi \tau_0 f_1 . \end{cases}$$

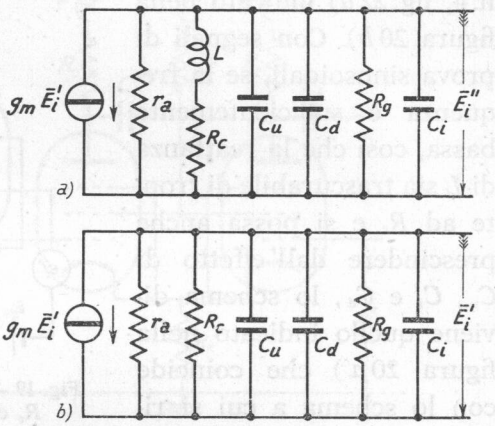


Fig. 21 — Circuito differenziale valido per le frequenze alte: *a*) amplificatore compensato; *b*) amplificatore non compensato.

Quando la frequenza del segnale d'ingresso è sufficientemente alta, onde si possa prescindere dall'effetto di C_a, gli schemi del circuito differenziale dell'amplificatore compensato e non compensato (fig. 20 *a*, *b*) divengono quelli indicati nella figura 21; essi si semplificano ulteriormente nel modo indicato nella figura 22. Dette $\bar{Z}'$ e $\bar{Z}$ le impedenze dei due circuiti, le tensioni di uscita nei due casi risultano:

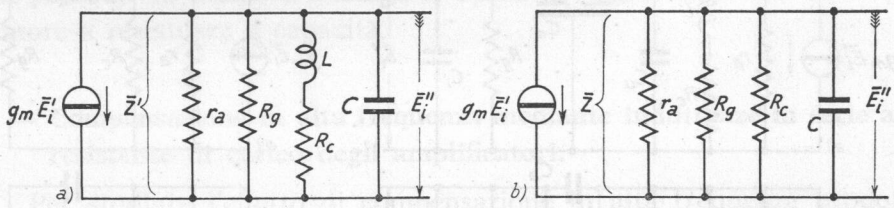


Fig. 22 — Confronto fra i circuiti differenziali ridotti dell'amplificatore compensato (*a*) e originario (*b*).

$$(3) \qquad \bar{E}_i'' = - g_m \bar{E}_i' \cdot \bar{Z}' \quad , \quad \bar{E}_i'' = - g_m \bar{E}_i' \cdot \bar{Z} ,$$

da cui si ricavano le seguenti espressioni per i rapporti di amplificazione:

$$(4) \qquad A' = \frac{E_i''}{E_i'} = g_m Z' \quad , \quad A = \frac{E_i''}{E_i'} = g_m Z .$$

A frequenze relativamente basse ([24]) le due impedenze praticamente sono uguali e coincidono col parallelo R_p di r_a, R_g, R_c per cui l'amplificazione ha, in entrambi i casi, il valore:

$$A' = A = A_o = g_m R_p \ ; \tag{5}$$

ma, al crescere della frequenza, le due impedenze (e conseguentemente A e A') vanno progressivamente differenziandosi, di mano in mano che la serie di ωL ed R_c si discosta dal valore di R_c. Mentre Z diminuisce progressivamente dal valore R_p nel modo indicato dalla curva *1* della figura 23, Z' ha un andamento che dipende dal valore di L rapportato a quello di R_c. Per piccoli valori di L, Z' diminuisce, al crescere di f, con rapidità leggermente inferiore a quella di Z (curva *2*), ma per valori più alti di L può addirittura crescere con la frequenza (curva *3*) per poi diminuire a frequenze più elevate. Occorre infatti osservare che il parallelo di C col ramo $L R_c$ costituisce un circuito risonante (Vol. I, Cap. II, n. 3), con *pulsazione di risonanza*:

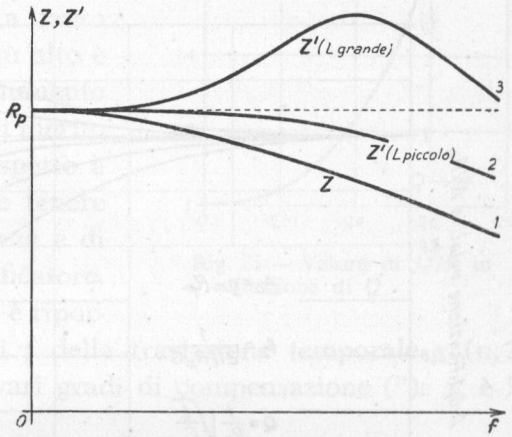


Fig. 23 — Andamento di Z e Z' in funzione di f.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (\omega_o = 2\pi f_o) \ , \tag{6}$$

e *coefficiente di risonanza* ([25]):

$$Q = \frac{\omega_o L}{R_c} = \frac{1}{R_c}\sqrt{\frac{L}{C}} \ ; \tag{7}$$

([24]) - Ma sempre sufficientemente elevate onde sia trascurabile l'effetto della capacità di accoppiamento C_a.

([25]) - Il lettore che — per l'orientamento dei suoi studi — non abbia sufficiente conoscenza della proprietà dei circuiti risonanti (Vol. II, Cap. II), può accontentarsi di sapere che il *coefficiente di risonanza* Q di un circuito risonante LCR_c è il rapporto fra la reattanza induttiva alla frequenza di risonanza, $\omega_o L$, e la resistenza R_c. Esso è un indice delle proprietà risonanti del circuito: in particolare, dal valore più o meno alto di Q dipende l'acutezza più o meno marcata della curva di risonanza.

si comprende quindi che il massimo di Z' che si verifica nella curva *3* della figura 23 corrisponde alla sopradetta risonanza.

Dosando il valore di L si può assegnare a Z', e quindi all'amplificazione:

$$(8) \qquad A' = g_m Z' \ ,$$

un andamento in funzione della frequenza più conveniente che non quello che si ha nell'amplificatore originario, si opera sempre con valori di L

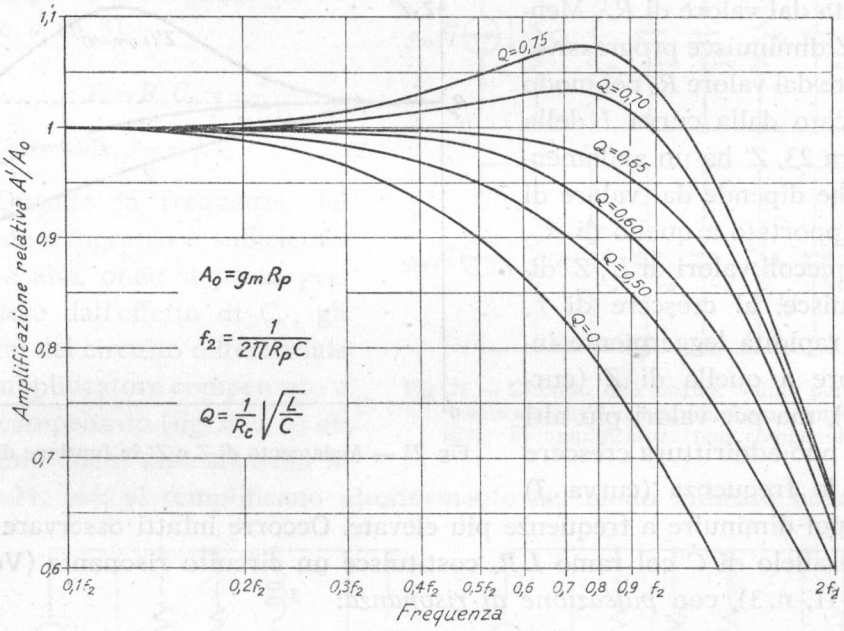
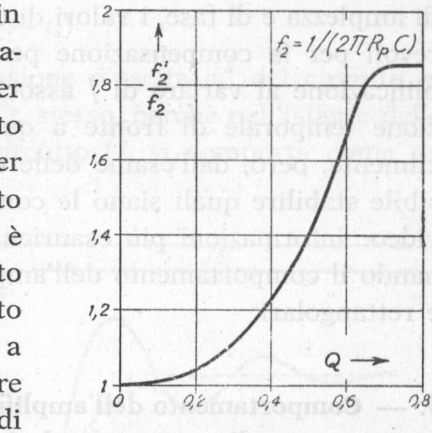


Fig. 24 — Curve di risposta dell'amplificatore compensato.

tali che il Q risulti molto basso, onde l'amplificazione non presenti un massimo troppo marcato in corrispondenza alla risonanza. Nella figura 24 è riportato in funzione di f (rapportata alla frequenza caratteristica superiore f_2 dell'amplificatore non compensato) l'andamento dell'amplificazione A' (rapportata ad A_0) per vari valori di Q compresi fra zero e *0,75* ([26]); a $Q=0$ $(L=0)$ corrisponde evidentemente il caso dell'amplificatore non compensato.

([26]) - L'espressione analitica di A', come tutti i calcoli relativi alla compensazione, sono riportati nel n. 11, paragrafo a carattere matematico in cui è svolto lo studio dell'amplificatore compensato sottoposto a segnali sinusoidali ed a gradino.

I valori di f a cui corrisponde $A'/A_o = 1/\sqrt{2} \cong 0{,}7$ forniscono le frequenze caratteristiche superiori dell'amplificatore compensato — che diremo f_2' — per i vari valori di Q: i valori di f_2' così dedotti sono riportati in curva nella figura 25, rapportati al valore di f_2. Dalla curva appare che per $Q < 0{,}7$, f_2' è tanto più grande di f_2 quanto più grande è Q; di conseguenza, per $Q < 0{,}7$, il prodotto $A_o f_2'$ risulta tanto maggiore di $A_o f_2$ (n. 4) quanto più alto è il Q. Ma non basta basarsi sull'aumento di $A_o f_2'$ per dedurne un criterio di merito dell'amplificatore compensato rispetto a quello originario: occorre anche tenere conto delle distorsioni di ampiezza e di fase (n. 2) introdotte dall'amplificatore. Per questo motivo nella figura 26 è riportato l'andamento in funzione di f della traslazione temporale τ (n. 2) prodotta dall'amplificatore per vari gradi di compensazione ([27]): τ_o è la



Rig. 25 — Valore di f_2'/f_2 in funzione di Q.

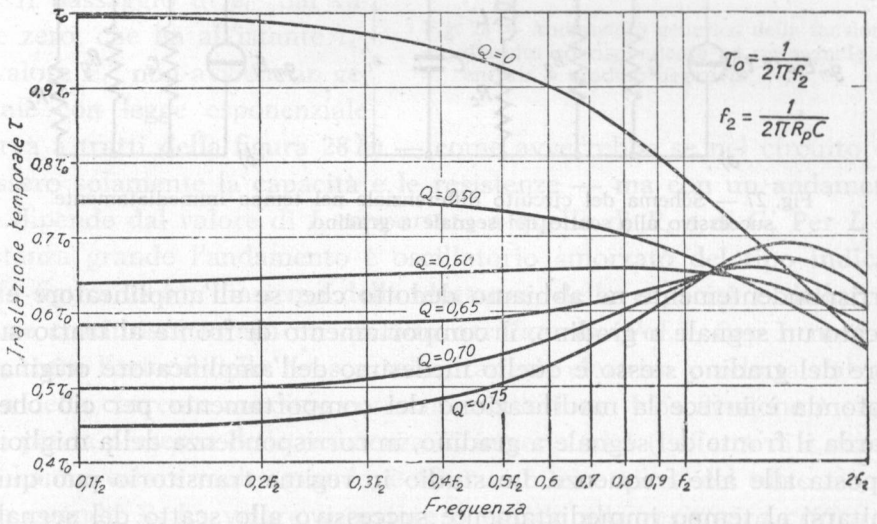


Fig. 26 — Andamento in funzione di f della traslazione temporale τ.

([27]) - Il relativo calcolo è svolto nel n. 11.

traslazione temporale prodotta dall'amplificatore non compensato in corrispondenza alle frequenze centrali della banda passante. Dall'esame delle curve delle figure 24 e 26 appare che, per quanto riguarda le distorsioni di ampiezza e di fase, i valori di Q compresi fra *0,5* e *0,7* sono i più favorevoli per la compensazione perchè alla maggiore uniformità dell'amplificazione al variare di f associano la maggiore costanza della traslazione temporale di fronte a quella dell'amplificatore originario. Difficilmente, però, dall'esame delle curve delle figure 24 e 26 sarebbe possibile stabilire quali siano le condizioni ottime nel caso di reali segnali video: informazioni più esaurienti al riguardo possono ricavarsi esaminando il comportamento dell'amplificatore di fronte a segnali a gradino e rettangolari.

9. — Comportamento dell'amplificatore compensato con segnali d'ingresso a gradino e rettangolari.

Si è detto nel paragrafo precedente che la presenza dell'induttanza di compensazione non modifica il comportamento alle basse frequenze;

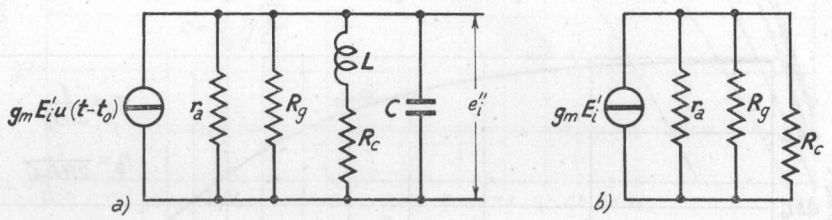


Fig. 27 — Schema del circuito differenziale nel tempo immediatamente successivo allo scatto del segnale a gradino.

corrispondentemente ne abbiamo dedotto che, se all'amplificatore è applicato un segnale a gradino, il comportamento di fronte al tratto superiore del gradino stesso è quello medesimo dell'amplificatore originario. Profonda è invece la modificazione del comportamento per ciò che riguarda il fronte del segnale a gradino, in corrispondenza della migliorata risposta alle alte frequenze. Lo studio in regime transitorio può quindi limitarsi al tempo immediatamente successivo allo scatto del segnale a gradino: in questo intervallo di tempo, come sappiamo (Cap. I, n. 13), il condensatore di accoppiamento C_a può considerarsi un cortocircuito, per cui lo schema del circuito differenziale dell'amplificatore della figura 19, risulta quello indicato nella figura 27 *a*), in tutto identico a quello

usato nello studio in regime sinusoidale alle alte frequenze (fig. 22 *a*).

Supponiamo che il segnale d'ingresso dell'amplificatore sia la tensione a gradino negativa:

$$(1) \qquad e_i' = -E_i' u(t - t_o) ,$$

rappresentata nella figura 28 *a*); la tensione d'uscita e_i'' del circuito *a*) della figura 27 è nulla prima di t_o ed in t_o stesso, perchè nell'istante dello scatto C si comporta come un cortocircuito (L si comporta come un circuito aperto). Dopo lo scatto la tensione e_i'' cresce e tende, al passare del tempo, ad un valore E_i'' calcolabile considerando L come un cortocircuito e C come un circuito aperto (Cap. I, n. 13); dallo schema *b*) della figura 27, a cui si riduce lo schema *a*) in queste condizioni, si ricava:

$$(2) \qquad e_i'' = g_m R_p E_i' = A_o E_i' .$$

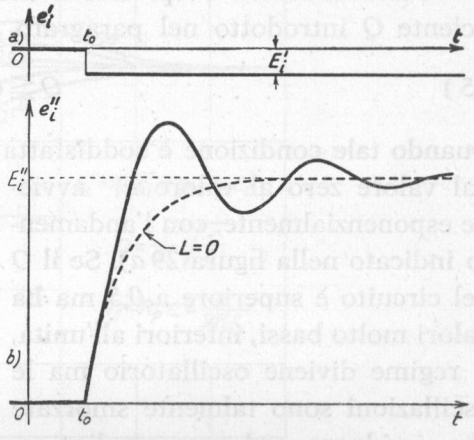


Fig. 28 — Andamento generico della tensione d'uscita corrispondente ad un segnale di entrata a gradino negativo.

Il passaggio di e_i'' dal valore zero, che ha all'istante t_o, al valore E_i'' non avviene in generale con legge esponenziale (curva a tratti della figura 28 *b*) — come avverrebbe se nel circuito esistessero solamente la capacità e le resistenze — ma con un andamento che dipende dal valore di L rapportato a quello di R_c e di C. Per L abbastanza grande l'andamento è oscillatorio smorzato del tipo indicato nella figura 28 *b*); l'insieme dell'induttanza, della capacità e delle resistenze costituisce infatti un *circuito oscillatorio* (Vol. I, Cap. I, nn. 8-11) che, sotto l'azione della brusca sollecitazione elettrica prodotta dal gradino della corrente anodica, entra in oscillazione. L'oscillazione è smorzata per la presenza della resistenza R_c in serie ad L (l'effetto di r_a ed R_g, che hanno valore molto grande, è trascurabile) e viene del tutto a mancare quando R_c ha valore superiore o uguale alla *resistenza critica* ([28])

([28]) - Vol. I, Cap. I, n. 8, formula (3). Lo studio completo del circuito oscillatorio ed i calcoli relativi al comportamento dell'amplificatore in regime transitorio saranno compiuti nel n. 11.

$R_{crit} = 2\sqrt{L/C}$, cioè quando è soddisfatta la condizione:

$$(3) \qquad R_c \geqq 2\sqrt{\frac{L}{C}} ,$$

che, con evidenti passaggi, può anche scriversi:

$$(4) \qquad \frac{1}{R_c}\sqrt{\frac{L}{C}} \leqq \frac{1}{2} .$$

Osservando che l'espressione nel primo membro della (4) è il coefficiente Q introdotto nel paragrafo precedente, la (4) può scriversi:

$$(5) \qquad Q \leqq 0{,}5 .$$

Quando tale condizione è soddisfatta il passaggio della tensione d'uscita dal valore zero al valore E_i'' avviene esponenzialmente, con l'andamento indicato nella figura 29 *a*). Se il Q del circuito è superiore a *0,5* ma ha valori molto bassi, inferiori all'unità, il regime diviene oscillatorio ma le oscillazioni sono talmente smorzate che si riducono ad una semplice sopraelevazione del segnale al di sopra del valore E_i'', come è indicato nella figura 29 *b*); si chiama appunto *sopraelevazione* [29] il rapporto:

$$(6) \qquad s = \frac{E_M - E_i''}{E_i''} ,$$

dove E_M ha il significato indicato nella figura 29 *b*).

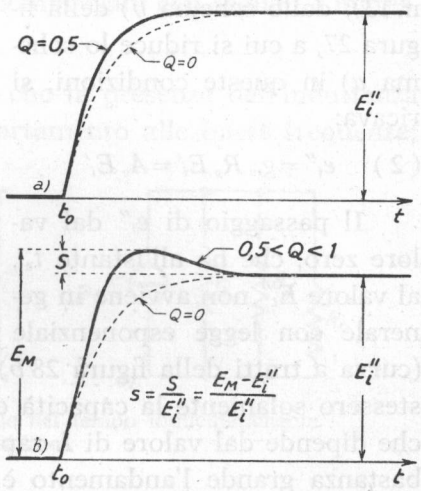


Fig. 29 — Andamento di e_i'' per $Q=0{,}5$ e per Q compreso fra *0,5* e *1*.

Per l'amplificazione video ha interesse notare che, qualunque sia il valore di Q, la presenza di L rende la salita del segnale d'uscita più rapida che nel caso dell'amplificatore originario, come è mostrato dal confronto fra le curve a segno pieno della figura 29 con quelle a tratti, che sono relative al caso $Q=0$ (amplificatore originario a resistenza e

---

(29) - Nella letteratura tecnica la sopraelevazione è spesso indicata con la parola inglese "overshoot„.

capacità). Nella figura 30 è riportato l'andamento di e_i'' (rapportato al valore di $E_i'' = A_0 E_i'$), nel tempo immediatamente seguente all'istante t_0 dello scatto del segnale d'ingresso, corrispondente al medesimo campo di valori del Q considerato nello studio in regime sinusoidale (n. 8, figg. 24, 26): come unità di misura dei tempi è usata la costante di tempo $T_s = R_p C$, in analogia con quanto si è fatto nello studio degli amplificatori a resistenza e capacità non compensati (Cap. V, n. 3, fig. 20). I diagrammi

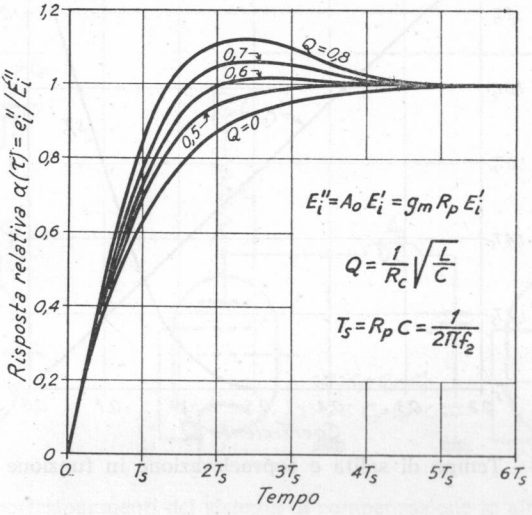


Fig. 30 — Andamento di e_i'' per valori di Q compresi fra 0 e $0,8$.

della figura 30 costituiscono le *curve di risposta relativa*, ai segnali a gradino, nell'amplificatore compensato.

Nella figura 31 sono riportate due curve che forniscono in maniera esplicita, in funzione del Q, il valore del *tempo di salita* (n. 3) del segnale d'uscita ed il valore della *sopraelevazione* espressa in percento ([30]). Nelle normali applicazioni la deformazione del segnale prodotta da una sopraelevazione del $3 \div 5\%$ è inavvertibile: in tali condizioni dalla figura 31 appare che è accettabile un valore di Q dell'ordine di $0,65 \div 0,68$ a cui corrisponde un tempo di salita t_s dell'ordine di $1,3 \div 1,2\, T_s$; esso è ben inferiore al valore di $2,2\, T_s$ che si ha nell'amplificatore non compensato (n. 3, form. 1).

([30]) - I relativi calcoli, come quelli che si riferiscono alle curve di figura 30, sono compiuti nel n. 11.

Per comprendere il vantaggio che deriva dalla compensazione, consideriamo un esempio pratico condotto in analogia con quello preso in esame nel n. 5 in riferimento all'amplificatore non compensato: si debbano amplificare impulsi rettangolari e si richieda che il tempo di salita dei segnali d'uscita risulti $t_s \cong 0{,}1\ \mu\text{sec}$. Convenendo di compensare l'am-

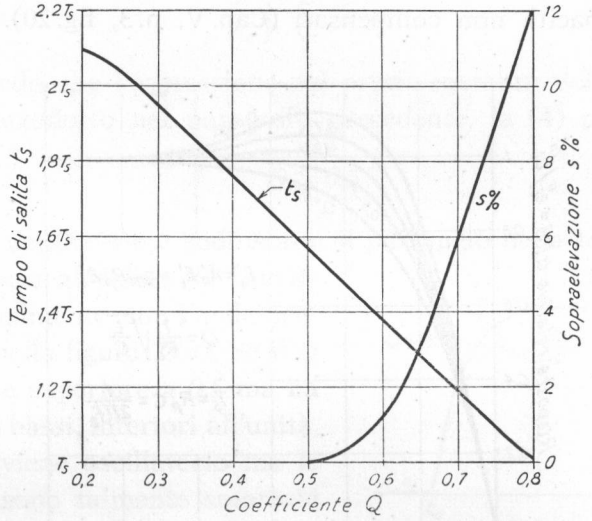


Fig. 31 — Tempo di salita e sopraelevazione in funzione del Q.

plificatore con $Q = 0{,}65$, risulta $t_s \cong 1{,}3\,T_s = 1{,}3\,R_p\,C$. Dovrà pertanto essere $1{,}3\,R_p\,C = 10^{-7}$ e quindi:

$$(7) \qquad R_p = \frac{10^{-7}}{1{,}3\,C} \cong \frac{7{,}7 \cdot 10^{-8}}{C}\,.$$

Adottando quale tubo amplificatore il pentodo televisivo *6CL6* ($g_m = 11 \cdot 10^{-3}$, $C_u = 7{,}5$ pF, $C_i = 13$ pF) ed assumendo per la capacità distribuita il valore $C_d = 10$ pF, adottato nel n. 5, risulta $C = C_u + C_i + C_d = 30{,}5 \cdot 10^{-12}$ F e perciò $R_p \cong 2500\ \Omega$. L'amplificazione A_o risulta pertanto:

$$(8) \qquad A_o = g_m\,R_p = 11 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}5 \cdot 10^{3} \cong 28\ ;$$

in pari condizioni (n. 5) l'amplificazione in assenza di compensazione sarebbe stata *16,4*. Per ottenere il risultato ora calcolato, il valore di R_c (praticamente coincidente con quello di R_p) dovrà essere circa $2500\ \Omega$; il valore di L si ricava agevolmente dall'espressione del Q (n. 8, form. 7):

$$(9) \qquad L = Q^2\,R_c^2\,C\ .$$

Sostituendo i valori $Q=0{,}65$; $R_c=2500$, $C=30{,}5\cdot 10^{-12}$ si ottiene $L=80$ μH .

La risposta dell'amplificatore al fronte dei segnali a gradino può essere ulteriormente migliorata, rispetto a quanto si è visto, con due accorgimenti circuitali. Uno di questi consiste nell'introdurre in parallelo all'induttanza L di compensazione una capacità C' di valore pari a qualche decimo di C (fig. 32 *a*); con un meccanismo difficilmente comprensibile per via intuitiva essa causa una piccola diminuzione del tempo di salita ([31]). Un altro accorgimento, assai efficace, consiste nel porre in serie alla capa-

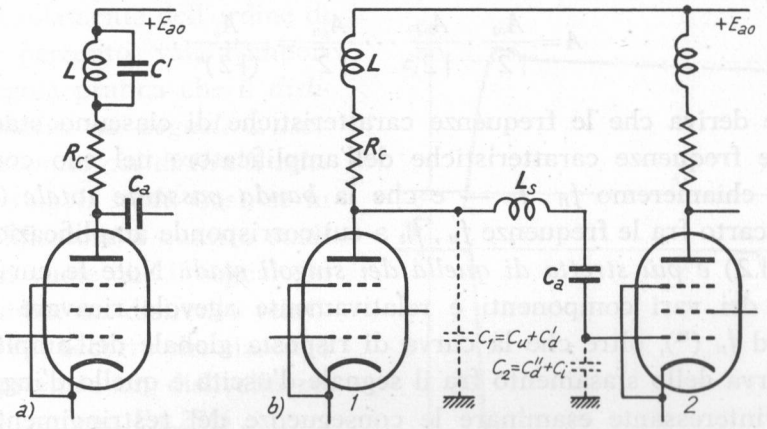


Fig. 32 — Due perfezionamenti del sistema di compensazione in alta frequenza.

cità di accoppiamento C_a , un'induttanza L_s dello stesso ordine di grandezza di L (fig. 32 *b*). La nuova induttanza separa la capacità C_1 $(=C_u+C_d')$ che si ha all'uscita di uno stadio dalla capacità C_2 $(=C_i+C_d'')$ che si ha all'ingresso dello stadio successivo: l'effetto delle due capacità è allora separatamente compensato dalle due induttanze. Se queste sono ben dimensionate la diminuzione del tempo di salita può essere anche rilevante; ma la maggior complicazione portata dall'aggiunta della nuova induttanza fa sì che l'accorgimento sia relativamente poco usato. Il metodo di compensazione più diffuso rimane pertanto quello col solo induttore L in serie ad R_c .

([31]) - Indipendentemente dall'applicazione dell'artificio indicato, il beneficio che se ne ottiene indica che la capacità parassita della bobina L , inevitabilmente presente, non soltanto non costituisce un inconveniente per la compensazione, ma anzi può provocare un miglioramento della compensazione stessa.

10. — **Amplificatori con più stadi in cascata.**

Se un amplificatore video è formato da vari stadi (compensati, oppure no, in alta e bassa frequenza) con amplificazione $A_{o1}, A_{o2}, \ldots, A_{on}$ nella zona centrale delle loro bande passanti, l'amplificazione complessiva è manifestamente: $A_o = A_{o1} A_{o2} \ldots A_{on}$. Supponiamo che i singoli stadi abbiano le medesime frequenze caratteristiche inferiori e superiori; in corrispondenza a queste frequenze l'amplificazione dei singoli stadi è pari a quella massima divisa per $\sqrt{2}$, per cui l'amplificazione complessiva risulta:

$$A = \frac{A_{o1}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{A_{o2}}{\sqrt{2}} \cdots \frac{A_{on}}{\sqrt{2}} = \frac{A_o}{(\sqrt{2})^n} .$$

Ne deriva che le frequenze caratteristiche di ciascuno stadio non sono le frequenze caratteristiche dell'amplificatore nel suo complesso — che chiameremo f_{1t}, f_{2t} — e che la *banda passante totale* (definita come scarto fra le frequenze f_{2t}, f_{1t} a cui corrisponde amplificazione pari ad $A_o/\sqrt{2}$) *è più stretta di quella dei singoli stadi.* Note le curve di risposta dei vari componenti è relativamente agevole ricavare i valori di f_{1t} ed f_{2t} ([32]), oltre che la curva di risposta globale dell'amplificatore e la curva dello sfasamento fra il segnale d'uscita e quello d'ingresso.

È interessante esaminare le conseguenze del restringimento della banda passante in relazione alla risposta ai segnali a gradino. Se all'ingresso di un amplificatore a più stadi si applica un segnale a gradino, ad esempio negativo come quello indicato nella figura 33 *a*), la tensione e_i'' d'entrata del secondo stadio — che è la tensione d'uscita del primo stadio — ha un andamento del tipo grossolanamente indicato nella figura 33 *b*). Il secondo stadio ingrandisce questo segnale ma anche lo deforma ulteriormente, sia nel fronte che nel tratto superiore, col risultato quantitativamente indicato nella figura 33 *c*).

Coll'aumentare del numero degli stadi le deformazioni si accumulano e per averne una nozione accurata conviene considerare separatamente il comportamento dell'amplificatore per il fronte del segnale a gradino e per il suo tratto orizzontale.

([32]) - Se l'amplificatore è formato da stadi a resistenza e capacità non compensati, tutti uguali fra loro, è facile verificare (partendo dalle formule contenute nella figura V, 14) che si ha: $f_{1t} = f_1 \sqrt{2^{1/n} - 1}$; $f_{2t} = f_2 \sqrt{2^{1/n} - 1}$.

Per quanto riguarda quest'ultimo si può dire che la risposta di un amplificatore a più stadi è dello stesso tipo di quella del singolo stadio, ma la rapidità con cui il segnale in uscita tende a zero è tanto più grande quanto maggiore è il numero degli stadi. Ciò si traduce, nel caso di segnali rettangolari, in un aumento del *dislivello relativo* (n. 3), tanto più rilevante — a parità di durata del segnale — quanto maggiore è il numero degli stadi. Nel caso, che più interessa, in cui il dislivello relativo prodotto da ciascun stadio è solamente dell'ordine di qualche percento, vale l'importante regola pratica che il *dislivello relativo nel segnale d'uscita è la somma dei dislivelli relativi dei singoli stadi.* Così, se in un amplificatore a quattro stadi uguali si vuole che il segnale in uscita abbia un dislivello relativo del 5% , occorre che ciascuno stadio produca un dislivello relativo di appena l'*1,25%* .

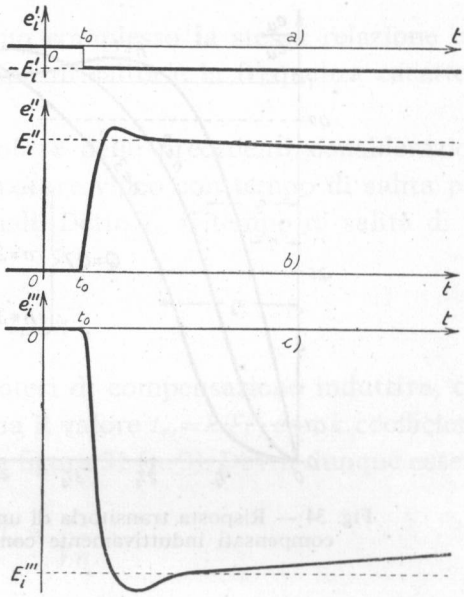


Fig. 33 — Deformazione del segnale a gradino prodotta da due stadi di amplificazione.

Per ciò che riguarda la risposta di un amplificatore a più stadi *al fronte* dei segnali a gradino, nella figura 34 è indicato l'andamento della tensione di uscita — rapportata al suo valore massimo E_u ([33]) — dopo uno, due o tre stadi uguali compensati con $Q=0{,}7$ (n. 9), nel tempo successivo allo scatto del segnale a gradino d'ingresso. Appare da queste curve che il secondo ed il terzo stadio aumentano sia *il tempo di salita* che *la sopraelevazione* ed inoltre producono una sorta di ginocchio nel tratto iniziale, che si traduce in un ritardo complessivo del fronte rispetto a quello del segnale a gradino d'ingresso. Per convenzione, tale *ritardo*

([33]) - E_u coincide con E_i'' nel caso di un solo stadio ed ha il valore $A_o E_i'$; per due e tre stadi è $E_u=A_o^2 E_i'$ e $E_u=A_o^3 E_i'$. Il segnale in uscita e_u ha segno opposto a quello d'ingresso od uguale segno a seconda che il numero degli stadi è dispari o pari.

si misura col tempo $\tau = r$ intercorrente fra il momento dello scatto e l'istante in cui il segnale in uscita ha valore pari ad $E_u/2$. Tale ritardo è additivo, nel senso che *il ritardo complessivo è approssimativamente pari alla somma dei ritardi che ciascuno stadio introdurrebbe separatamente*; nel caso della figura 34, in cui è $Q = 0{,}7$, risulta $r_1 = 0{,}6\,T_s$, $r_2 = 2\,r_1 = 1{,}2\,T_s$, $r_3 = 3\,r_1 = 1{,}8\,T_s$. Nella maggior parte delle applicazioni il

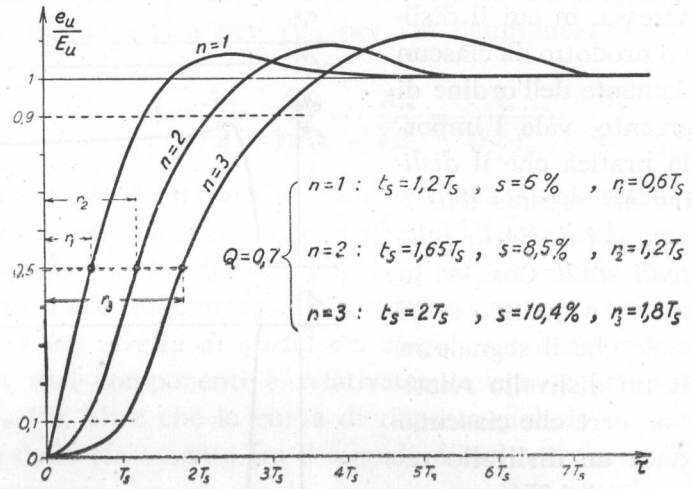


Fig. 34 — Risposta transitoria di un amplificatore video ad *1*, *2* e *3* stadi compensati induttivamente con $Q = 0{,}7$.

ritardo non produce alcun effetto dannoso perchè tutti i segnali risultano egualmente ritardati.

Dannoso, invece, ed anzi qualche volta proibitivo, è l'aumento della sopraelevazione che si verifica all'aumentare del numero degli stadi. Si trova però che se la sopraelevazione nei singoli stadi non supera il *2%*, l'effetto di esaltazione sostanzialmente manca e la sopraelevazione dell'amplificatore ad n stadi è praticamente la medesima di quella di un solo stadio; è perciò in tali condizioni che generalmente si opera negli amplificatori a più stadi.

Quando la sopraelevazione dei singoli stadi non supera il *2%*, ed il suo effetto quindi non si esalta apprezzabilmente, valgono per il tempo di salita le seguenti due regole pratiche:

a) *Il tempo di salita dell'amplificatore nel suo complesso, t_s, è la radice quadrata della somma dei quadrati dei tempi di salita dei singoli*

stadi ([34]):

$$(1) \qquad t_s = \sqrt{t_{s1}^2 + t_{s2}^2 + \ldots + t_{sn}^2} \; ;$$

b) *Il prodotto del tempo di salita t_s per la frequenza caratteristica superiore dell'amplificatore f_{2t} è approssimativamente 0,35*:

$$(2) \qquad t_s f_{2t} \cong 0{,}35 \; ;$$

vale perciò nell'amplificatore nel suo complesso la stessa relazione che sussiste nei singoli stadi fra il tempo di salita e la frequenza caratteristica superiore (n. 3, form. 2).

In applicazione di queste regole e delle precedenti considerazioni svolgeremo il calcolo di un amplificatore video con tempo di salita prefissato t_s, costituito da n stadi uguali. Detto t_{so} il tempo di salita di un singolo stadio, la (1) si scriverà:

$$(3) \qquad t_s = t_{so} \sqrt{n} \; ,$$

da cui si deduce $t_{so} = t_s / \sqrt{n}$. Nell'ipotesi di compensazione induttiva, con L in serie ad R_c, il tempo di salita ha il valore $t_{so} = k T_s$, con k coefficiente numerico ricavabile dal grafico della figura 31 (n. 9). Dovrà dunque essere:

$$(4) \qquad t_{so} = k T_s = \frac{t_s}{\sqrt{n}} \cdot$$

Poichè è $T_s = R_p C$, dalla (4) deduciamo:

$$(5) \qquad k R_p C = t_s / \sqrt{n} \; ,$$

da cui si ricava il valore che deve avere R_p:

$$(6) \qquad R_p = \frac{t_s}{k C \sqrt{n}} \cdot$$

L'amplificazione di un singolo stadio $A_o = g_m R_p$, per la (6) può scri-

---

([34]) - Questa regola pratica consente di determinare il tempo di salita t_{su} del segnale che si ha all'uscita di un amplificatore quando all'ingresso è applicato un segnale avente di per sè un tempo di salita t_{si}: se il tempo di salita che l'amplificatore produrrebbe su un segnale a gradino è t_s, il tempo di salita risultante è:

$$t_{su} = \sqrt{t_s^2 + t_{si}^2} \; ,$$

versi:

$$(7) \qquad A_o = \frac{g_m t_s}{k C \sqrt{n}},$$

e pertanto l'amplificazione complessiva degli n stadi uguali risulta:

$$(8) \qquad A_o^n = \left(\frac{g_m t_s}{k C \sqrt{n}}\right)^n.$$

Si voglia, ad esempio, attuare un amplificatore che produca un'amplificazione di almeno $2 \cdot 10^4$, con tempo di salita $t_s = 0{,}1$ μsec e sopraelevazione di qualche percento. Stabiliamo di operare con stadi compensati con $Q = 0{,}62$, a cui corrisponde $s \cong 2\%$, $t_{so} \cong 1{,}35\, T_s$; risulta dunque nella (4) e nelle formule successive $k = 1{,}35$. Supponiamo di operare col medesimo tubo *6CL6* e nelle medesime condizioni con cui è stato svolto l'esempio numerico nel n. 9: $g_m = 11 \cdot 10^{-3}$, $C_u = 7{,}5 \cdot 10^{-12}$, $C_i = 13 \cdot 10^{-12}$, $C_d = 10 \cdot 10^{-12}$, $C = C_u + C_i + C_d = 30{,}5 \cdot 10^{-12}$ F. Sostituendo questi valori nella (8) si ottiene:

$$(9) \qquad A_o^n = \left(\frac{11 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-7}}{1{,}35 \cdot 30{,}5 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{n}}\right)^n = \left(\frac{27}{\sqrt{n}}\right)^n.$$

Se l'amplificatore ha due stadi risulta:

$$(10) \qquad A_o^2 = \left(\frac{27}{1{,}41}\right)^2 \cong 370\ ;$$

se invece è $n = 3$, l'amplificazione diviene:

$$(11) \qquad A_o^3 = \left(\frac{27}{\sqrt{n}}\right)^3 = \left(\frac{27}{1{,}73}\right)^3 \cong 3750\ .$$

Se gli stadi di amplificazione sono quattro, l'amplificazione infine risulta:

$$(12) \qquad A_o^4 = \left(\frac{27}{\sqrt{4}}\right)^4 = 13{,}5^4 \cong 33000\ ,$$

che supera abbondantemente la voluta amplificazione di $2 \cdot 10^4$. Per attuare l'amplificatore, in ogni stadio deve essere (formula 6):

$$(13) \qquad R_p = \frac{t_s}{k C \sqrt{n}} = \frac{10^{-7}}{1{,}35 \cdot 30{,}5 \cdot 10^{-12}} \cong 1200\ \Omega\ ;$$

tale deve essere approssimativamente il valore di R_c e pertanto assumeremo $R_c = 1200\ \Omega$. La compensazione si effettuerà con un'induttanza

L di valore tale che risulti soddisfatta la seguente relazione:

$$(14) \qquad Q=\frac{1}{R_c}\sqrt{\frac{L}{C}}=0{,}62 \ ;$$

dovrà pertanto essere:

$$(15) \qquad L=C\,R_c^2\,Q^2=30{,}5\cdot 10^{-12}\cdot 1200^2\cdot 0{,}62^2\cong 17\cdot 10^{-6}\ \mathrm{H}\ .$$

La frequenza caratteristica superiore dell'amplificatore f_{2t} può dedursi dalla formula (2) ponendo $t_s=10^{-7}$ sec e si ottiene $f_{2t}=0{,}35/t_s=3{,}5$ MHz.

11. — **Studio analitico dell'amplificatore compensato in alta frequenza.**

Per dedurre analiticamente le proprietà enunciate nei numeri 8 e 9 per l'amplificatore a resistenza e capacità compensato, partiremo dai circuiti differenziali ridotti dell'amplificatore indicati nelle figure 22 *a*)

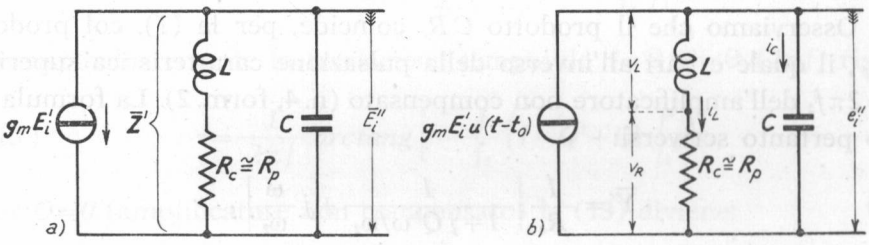


Fig. 35 — Circuiti differenziali semplificati dell'amplificatore compensato in alta frequenza: *a*) segnali sinusoidali; *b*) segnali a gradino.

e 27 *a*), validi rispettivamente per i segnali sinusoidali (n. 8) e per i segnali a gradino (n. 9). Poichè le resistenze r_a ed R_g hanno normalmente valori molto elevati di fronte ad R_c conviene — per la grande facilitazione che ne deriva, a cui non corrisponde apprezzabile imprecisione — prescindere dalla loro esistenza; per lo stesso motivo, nelle varie formule non faremo distinzione fra R_c e la resistenza R_p (parallelo di R_c, r_a ed R_g), assumendo quindi:

$$(1) \qquad R_p \cong R_c \ .$$

I due suddetti circuiti differenziali si semplificano allora negli schemi indicati nella figura 25: ne eseguiremo lo studio separatamente.

SEGNALI SINUSOIDALI. Dal circuito *a*) della figura 35 si ricava imme-

diatamente:

$$(2) \qquad \overline{E}_i'' = -g_m \overline{E}_i' \cdot \overline{Z}' = -\frac{g_m}{\overline{Y}'} \overline{E}_i' ,$$

dove l'ammettenza Y' ha il valore:

$$(3) \qquad \overline{Y}' = \frac{1}{R_c + j\omega L} + j\omega C .$$

Dalla formula (7) del n. 8 si ricava per L il valore $L = Q^2 R_c^2 C$ che, sostituito nella (3), le fa assumere l'espressione:

$$(4) \qquad \overline{Y}' = \frac{1}{R_c(1 + j\omega Q^2 R_c C)} + j\omega C ;$$

moltiplicando e dividendo per R_c si ottiene:

$$(5) \qquad \overline{Y}' = \frac{1}{R_c}\left(\frac{1}{1 + j\omega Q^2 R_c C} + j\omega C R_c\right).$$

Osserviamo che il prodotto $C R_c$ coincide, per la (1), col prodotto $C R_p$, il quale è pari all'inverso della pulsazione caratteristica superiore $\omega_2 = 2\pi f_2$ dell'amplificatore non compensato (n. 4, form. 2). La formula (5) può pertanto scriversi:

$$(6) \qquad \overline{Y}' = \frac{1}{R_c}\left[\frac{1}{1 + j\, Q^2 \omega/\omega_2} + j\,\frac{\omega}{\omega_2}\right],$$

o anche:

$$(7) \qquad \overline{Y}' = \frac{1}{R_c} \frac{1 - Q^2 \dfrac{f^2}{f_2^2} + j\dfrac{f}{f_2}}{1 + j Q^2 \dfrac{f}{f_2}} .$$

L'espressione (2) può allora riscriversi:

$$(8) \qquad \frac{\overline{E}_i''}{\overline{E}_i'} = -g_m R_c \frac{1 + j Q^2 \dfrac{f}{f_2}}{1 - Q^2 \dfrac{f^2}{f_2^2} + j\dfrac{f}{f_2}} ;$$

ricordando che è $A_o = g_m R_p \cong g_m R_c$, la (8) può finalmente scriversi:

$$(9) \qquad \frac{\overline{E}_i''}{\overline{E}_i'} = -A_o \frac{1 + j Q^2 \dfrac{f}{f_2}}{1 - Q^2 \dfrac{f^2}{f_2^2} + j\dfrac{f}{f_2}} .$$

Il modulo della (9), che rappresenta il rapporto di amplificazione, è:

$$(10)\qquad A'=\frac{E_i''}{E_i'}=A_o\sqrt{\frac{1+Q^4(f/f_2)^2}{\left(1-Q^2\frac{f^2}{f_2^2}\right)^2+\frac{f^2}{f_2^2}}};$$

le curve della figura 24 sono ottenute da questa formula sostituendo a Q vari valori compresi fra *0* e *0,75*.

Dalla formula (9) può ricavarsi lo sfasamento fra $\overline{E}_i''$ ed $\overline{E}_i'$: il segno meno indica lo sfasamento di *180°* che si ha fra i segnali d'uscita e d'entrata; ad esso si deve aggiungere lo *sfasamento relativo* Θ, che è l'argomento della frazione complessa:

$$(11)\qquad \left(1+jQ^2\frac{f}{f_2}\right)\Big/\left(1-Q^2\frac{f^2}{f_2^2}+j\frac{f}{f_2}\right).$$

Esso risulta:

$$(12)\qquad \Theta=arctang\left[-\frac{f}{f_2}\left(1-Q^2+Q^4\frac{f^2}{f_2^2}\right)\right].$$

Corrispondentemente la traslazione temporale $\tau=\Theta/\omega=\Theta/(2\pi f)$ risulta:

$$(13)\qquad \tau=\frac{1}{2\pi f}\,arctang\left[-\frac{f}{f_2}\left(1-Q^2+Q^4\frac{f^2}{f_2^2}\right)\right];$$

per $Q=0$ (amplificatore non compensato) la (13) diviene:

$$(14)\qquad \tau=\frac{1}{2\pi f}\,arctang\left(-\frac{f}{f_2}\right).$$

Per valori sufficientemente piccoli di f/f_2 la tangente coincide con l'angolo e pertanto la (14) si riduce al valore:

$$(15)\qquad \tau_o=-\frac{1}{2\pi f},$$

è questo il valore τ_o che è usato per quotare la scala delle ordinate della figura 26. Le curve di τ che compaiono in detta figura sono ottenute dalla formula (15) assegnando a Q vari valori compresi fra *0* e *0,75*.

Valendoci della formula (10) vogliamo individuare i valori di f, che abbiamo chiamato f_2', in corrispondenza ai quali diviene $A'=A_o/\sqrt{2}$; posto $x=(f/f_2)^2$, la (10) può scriversi:

$$(16)\qquad \left(\frac{A'}{A_o}\right)^2=\frac{1+Q^4x}{(1-Q^2x)^2+x}.$$

Il valore di f per il quale si ha $A'/A_o = 1/\sqrt{2}$ è quello per il quale risulta uguale a $1/2$ il primo membro della (16); a ciò corrisponde l'equazione:

(17) $$(1 - Q^2 x)^2 + x = 2(1 + Q^4 x) \ .$$

La (17) può scriversi:

(18) $$Q^4 x^2 - (2Q^4 + 2Q^2 - 1)x - 1 = 0 \ ;$$

detta x' la soluzione positiva di questa equazione, il valore di f_2' risulta allora $f_2' = f_2\sqrt{x'}$. I valori di f_2' riportati in curva nella figura 25 sono ottenuti in tal modo, dando a Q successivi valori compresi fra 0 e $0{,}8$; nella Tav. 2 sono indicati i corrispondenti valori di f_2'/f_2 relativi a valori di Q compresi fra $0{,}1$ ed 1.

TAV. 2 — Relazione fra f_2'/f_2 e Q.

Q	f_2'/f_2
0,1	1,01
0,2	1,04
0,3	1,12
0,4	1,24
0,5	1,4
0,6	1,67
0,7	1,85
0,8	1,85
0,9	1,85
1	1,85

SEGNALI A GRADINO. Facendo riferimento al circuito della figura 35 *b*), prima dell'istante t_o in cui avviene lo scatto del segnale d'ingresso, le correnti e le tensioni sono nulle. Dal momento dello scatto in poi sussistono nel circuito, ad ogni istante τ, le seguenti relazioni:

(19) $$i_L + i_c = g_m E_i' \ ,$$

(20) $$e_i'' = v_L + v_R = L\frac{di_L}{dt} + R_c i_L \ ,$$

(21) $$e_i'' = \frac{1}{C}\int i_c\, dt \ .$$

Dalle formule (20) e (21) si ottiene immediatamente l'equazione seguente:

(22) $$\frac{1}{C}\int i_c\, dt = L\frac{di_L}{dt} + R_c i_L \ ,$$

che, derivata rispetto al tempo, fornisce:

(23) $$\frac{i_c}{C} - L\frac{d^2 i_L}{dt^2} - R_c\frac{di_L}{dt} = 0 \ .$$

Dalla formula (19) risulta $i_L = g_m E_i' - i_c$ che, sostituisca nella (23),

conduce alla seguente relazione:

$$(24) \qquad \frac{i_c}{C}+L\frac{d^2 i_c}{dt^2}+R_c\frac{di_c}{dt}=0 \ ,$$

che si può scrivere:

$$(25) \qquad \frac{L}{R_c}\frac{d^2 i_c}{dt^2}+\frac{di_c}{dt}+\frac{i_c}{R_c C}=0 \ .$$

Questa è un'equazione differenziale lineare omogenea a coefficienti costanti, la cui equazione caratteristica è:

$$(26) \qquad \frac{L}{R_c}x^2+x+\frac{1}{R_c C}=0 \ .$$

Risolvendo questa equazione si ricavano per x i due valori:

$$(27) \qquad x_1=\frac{-1+\sqrt{1-4L/(R_c C)}}{2L/R_c} \ , \quad x_2=\frac{-1-\sqrt{1-4L/(R_c C)}}{2L/R_c} \ ,$$

da cui può dedursi l'integrale della equazione differenziale omogenea (25). Valendosi delle formule introdotte nei nn. 8 e 9:

$$(28) \qquad Q=\frac{1}{R_c}\sqrt{\frac{L}{C}} \ , \quad L=Q^2 R_c^2 C \ ,$$

le (27) si trasformano nelle seguenti:

$$(29) \qquad x_1=-\frac{1}{C R_c}\frac{1-\sqrt{1-4Q^2}}{2Q^2} \ , \quad x_2=-\frac{1}{C R_c}\frac{1+\sqrt{1-4Q^2}}{2Q^2} \ .$$

Ciò posto, occorre distinguere tre casi, a seconda che il discriminante è positivo, nullo o negativo (Q minore, uguale o maggiore di *0,5*).

a) $Q<0{,}5$: *discriminante positivo*. Le radici x_1 e x_2 sono reali e distinte e l'integrale generale della (25) risulta:

$$(30) \qquad i_c=A\,e^{x_1\tau}+B\,e^{x_2\tau} \ ,$$

dove $\tau=t-t_o$ rappresenta il tempo contato a partire dall'istante dello scatto ed A, B sono costanti dipendenti dalle condizioni ai limiti. Osserviamo che per $\tau=0$ la capacità si comporta come un cortocircuito e pertanto l'intera corrente del generatore passa in C. Si ha dunque, per

$\tau = 0$, $i_c = g_m E_i'$ e ne risulta $B = g_m E_i' - A$ che, sostituisca nella (30), fornisce:

$$(31) \qquad i_c = A\, e^{x_1 \tau} + (g_m E_i' - A)\, e^{x_2 \tau} .$$

La tensione d'uscita e_i' si ottiene nel modo seguente: dalla formula (19) si ha $i_L = g_m E_i' - i_c$ che, sostituita nella (20), fornisce:

$$(32) \qquad e_i'' = R_c\, g_m E_i' - R_c\, i_c - L \frac{di_c}{dt} .$$

Ponendo in questa l'espressione (31) di i_c, si ottiene:

$$(33) \qquad \begin{aligned} e_i'' = {} & R_c\, g_m E_i' - R_c\, A\, e^{x_1 \tau} - R_c (g_m E_i' - A)\, e^{x_2 \tau} - \\ & - L\, A\, x_1\, e^{x_1 \tau} - L (g_m E_i' - A)\, x_2\, e^{x_2 \tau} . \end{aligned}$$

Poichè all'istante t_o la capacità C si comporta come un cortocircuito, per $\tau = 0$ si deve avere $e_i'' = 0$; la (33) in tali condizioni diviene:

$$(34) \qquad 0 = R_c\, g_m E_i' - R_c\, A - R_c (g_m E_i' - A) - L\, A\, x_1 - L\, x_2 (g_m E_i' - A) ,$$

da cui si ricava (valendosi delle formule 29):

$$(35) \qquad A = g_m E_i' \frac{x_2}{x_2 - x_1} = \frac{g_m E_i'}{2} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{1 - 4Q^2}} \right) .$$

Sostituendo questo valore nella formula (33) si ottiene per e_i'' una espressione — formalmente complicata — che può porsi nella forma:

$$(36) \qquad e_i'' = R_c\, g_m E_i' \{ 1 - m\, e^{x_1 \tau} + (m - 1)\, e^{x_2 \tau} \} ,$$

dove è:

$$(37) \qquad m = \frac{1}{4} \left(\sqrt{1 - 4Q^2} + 2 + \frac{1}{\sqrt{1 - 4Q^2}} \right) .$$

Conviene trasformare ulteriormente la (36) ponendo in essa:

$$(38) \qquad x_1 = - \frac{1}{\alpha R_c C} , \qquad x_2 = - \frac{1}{\beta R_c C} ,$$

dove — secondo le formule (29) — è:

$$(39) \qquad \alpha = \frac{2Q^2}{1 - \sqrt{1 - 4Q^2}} , \qquad \beta = \frac{2Q^2}{1 + \sqrt{1 - 4Q^2}} .$$

La (36) diviene allora:

$$(40) \qquad e_i'' = R_c\, g_m E_i' \{ 1 - m\, e^{-\tau / \alpha C R_c} + (m - 1)\, e^{-\tau / \beta C R_c} \} ,$$

dove i valori di m, $m-1$, α e β sono tabulati — in base alle formule (37) e (39) — nella Tav. 3 per vari valori di Q. Appare da questa tabella che

TAV. 3 — Coefficienti numerici della formula (40).

Q	m	$m-1$	α	β
0,1	1,001	0,001	0,99	0,001
0,2	1,004	0,004	0,94	0,04
0,3	0,01	0,01	0,9	0,1
0,4	1,06	1,06	0,8	0,2

nella (40) il terzo addendo è *praticamente trascurabile* di fronte al secondo. Perciò la (40) può, con buona approssimazione, riscriversi:

$$e_i'' = R_c\, g_m\, E_i' \{1 - e^{-\tau/\alpha C R_c}\} \ . \tag{41}$$

D'altra parte in questa formula $R_c\, g_m$ differisce pochissimo da $A_o = g_m R_p$; per lo stesso motivo $C R_c$ coincide praticamente con la costante di tempo $T_s = C R_p$. Introducendo allora le lecite approssimazioni:

$$R_c\, g_m \cong A_o \quad , \quad C R_c \cong T_s \ , \tag{42}$$

la formula (41) diviene:

$$e_i'' = A_o\, E_i' \{1 - e^{-\tau/\alpha T_s}\} \ . \tag{43}$$

In assenza di compensazione ($Q=0, L=0$) l'espressione di e_i'' è invece:

$$e_i' = A_o\, E_i' \{1 - e^{-\tau/T_s}\} \ ; \tag{44}$$

dal confronto fra la (43) e la (44) appare che l'effetto della compensazione induttiva con $Q < 0{,}5$ è unicamente quello di ridurre la costante di tempo ($\alpha T_s < T_s$) del fronte del segnale d'uscita, cioè, in definitiva di ridurre il tempo di salita, moltiplicandolo per α.

b) $Q = 0{,}5$: *discriminante nullo.* L'equazione (26) ha una sola radice doppia, cioè (per le formule 29) risulta:

$$x_1 = x_2 = x = -\frac{1}{2Q^2 C R_c} = -\frac{2}{C R_c} \cdot \tag{45}$$

L'integrale generale della (25) è in tali condizioni:

$$i_c = e^{x\tau} (K_1 + K_2 \tau) \ , \tag{46}$$

dove K_1, K_2 sono costanti che dipendono dalle condizioni ai limiti. Poichè come si è già detto, per $\tau=0$ deve essere $i_c=g_m E_i'$, dalla (46) risulta $g_m E_i'=K_1$ e pertanto la (46) si riscriverà:

$$(47) \qquad i_c=e^{x\tau}(g_m E_i'+K_2\tau) \ .$$

La tensione e_i'' si ottiene dalla (32) sostituendovi il valore (47) di i_c:

$$(48) \qquad e_i''=R_c g_m E_i' - R_c i_c - L\frac{di_c}{dt}=$$

$$=R_c g_m E_i' - (R_c+Lx)(g_m E_i'+K_2\tau)e^{x\tau} - LK_2 e^{x\tau} \ .$$

Poichè per $\tau=0$ deve essere $e_i''=0$, dalla (48) si ha:

$$(49) \qquad 0=-g_m E_i' Lx - LK_2 \ ,$$

da cui risulta, tenendo anche conto dell'espressione (45) di x:

$$(50) \qquad K_2=-g_m E_i' x=2\frac{g_m E_i'}{CR_c} \ .$$

Sostituendo nella (48) e tenendo conto della (45) oltre che della relazione $Q^2=L/CR_c^2=0{,}25$, si ottiene, dopo alcune trasformazioni:

$$(51) \qquad e_i''=g_m R_c E_i'\left\{1-\left(1+\frac{\tau}{R_c C}\right)e^{-\tau/0{,}5CR_c}\right\} \ .$$

Valendosi delle (42), questa formula può essere scritta:

$$(52) \qquad e_i''=A_o E_i'\left\{1-\left(1+\frac{\tau}{T_s}\right)e^{-\tau/0{,}5T_s}\right\};$$

la curva con parametro $Q=0{,}5$ della figura 30 è la rappresentazione grafica di questa formula.

c) $Q>0{,}5$: *discriminante negativo.* L'equazione (26) ha due radici complesse coniugate:

$$(53) \qquad x_1=-\frac{1}{CR_c}\frac{1-j\sqrt{4Q^2-1}}{2Q^2} \ ; \quad x_2=-\frac{1}{CR_c}\frac{1+j\sqrt{4Q^2-1}}{2Q^2} \ .$$

Posto:

$$(54) \qquad \frac{1}{2Q^2 CR_c}=a \ , \quad \frac{\sqrt{4Q^2-1}}{2Q^2 CR_c}=\omega \ ,$$

le (53) possono scriversi:

$$(55) \qquad x_1 = -a + j\omega \quad , \quad x_2 = -a - j\omega \ .$$

L'integrale generale della (25) è allora:

$$(56) \qquad i_c = e^{-a\tau}\{h\, sen\, \omega\tau + k\, cos\, \omega\tau\} \ ,$$

dove h e k sono costanti che dipendono dalle condizioni ai limiti.

Poichè per $\tau = 0$ deve essere $i_c = g_m E_i'$, dalla (56) risulta $k = g_m E_i'$ e pertanto la (56) si scriverà:

$$(57) \qquad i_c = e^{-a\tau}\{h\, sen\, \omega\tau + g_m E_i' \cos\, \omega\tau\} \ .$$

La tensione e_i'', per la (32) è:

$$(58) \qquad e_i'' = R_c\left(g_m E_i' - i_c - \frac{L}{R_c}\frac{di_c}{dt}\right) = R_c\left(g_m E_i' - i_c - \frac{1}{2a}\frac{di_c}{dt}\right);$$

sostituendo in questa ad i_c l'espressione (57), si ottiene:

$$(59) \qquad e_i'' = g_m R_c E_i' - \frac{R_c}{2} e^{-a\tau}\left\{\left(g_m E_i' + \frac{h\omega}{a}\right) cos\, \omega\tau - \left(\frac{g_m E_i'' \omega}{a} - h\right) sen\, \omega\tau\right\}.$$

Poichè per $\tau = 0$ deve essere $e_i'' = 0$, si ha:

$$(60) \qquad 0 = g_m R_c E_i' - \frac{R_c}{2}\left(g_m E_i' + \frac{h\omega}{a}\right),$$

da cui risulta:

$$(61) \qquad h = \frac{a}{\omega} g_m E_i' \ .$$

Sostituendo tale espressione nella (59) si ottiene:

$$(62) \qquad e_i'' = g_m R_c E_i' \left\{1 - e^{-a\tau}\left[cos\, \omega\tau - \frac{\omega^2 - a^2}{2a\omega} sen\, \omega\tau\right]\right\}.$$

L'espressione entro parentesi quadra può mettersi nella forma $M\, cos\,(\omega\tau + \varphi)$ pur di porre:

$$(63) \qquad M = \sqrt{\left(\frac{\omega^2 - a^2}{2a\omega}\right)^2 + 1} = \frac{\omega^2 + a^2}{2a\omega},$$

$$(64) \qquad \varphi = arc\, sen\, \frac{\omega^2 - a^2}{\omega^2 + a^2}.$$

Con queste posizioni la (62) diviene:

$$(65) \qquad e_i'' = g_m R_c E_i' \{1 - M e^{-a\tau} cos\,(\omega\tau + \varphi)\} \ .$$

Sostituendo ad a ed ω le loro espressioni in funzione di R_c, C, Q, la (63), la (64) e la (65) divengono:

$$(66) \qquad M=\frac{2Q^2}{\sqrt{4Q^2-1}} \quad , \quad \varphi=arc\,sen\left(1-\frac{1}{2Q^2}\right).$$

$$(67) \qquad e_i''=R_c\,g_m\,E_i'\left\{1-M\,e^{-\tau/2Q^2CR_c}\cos\left(\frac{\tau}{M\,C\,R_c}+\varphi\right)\right\}.$$

Tenendo conto delle approssimazioni (42), la (67) diviene:

$$(68) \qquad e_i''=A_o\,E_i'\left\{1-M\,e^{-\tau/2Q^2T_s}\cos\left(\frac{\tau}{M\,T_s}+\varphi\right)\right\}.$$

I valori di $2Q^2$, M e φ sono indicati nella Tav. 4 per vari valori di $Q<1$.

TAV. 4 — Coefficienti numerici della formula (68).

Q	$2Q^2$	M	$\varphi(rad)$
0,51	0,52	26	−1,22
0,55	0,61	1,3	−0,69
0,6	0,72	1,09	−0,4
0,65	0,84	1,02	−0,19
0,7	0,98	1,01	−0,02
0,71	1	1	0

Q	$2Q^2$	M	$\varphi(rad)$
0,75	1,12	1,01	0,1
0,8	1,28	1,02	0,22
0,85	1,42	1,04	0,3
0,9	1,62	1,08	0,39
0,95	1,8	1,12	0,46
1	2	1,18	0,52

Le curve della figura 30 sono dedotte dalla formula (50) ponendo $Q=0{,}6\text{-}0{,}7\text{-}0{,}8$. Si noti nella Tav. 4 che, per tali valori, M è molto vicino ad 1 e pertanto la (68) con buona approssimazione può scriversi:

$$(69) \qquad e_i''=A_o\,E_i'\left\{1-e^{-\tau/2Q^2T_s}\cos\left(\frac{\tau}{T_s}+\varphi\right)\right\}.$$

I valori del tempo di salita sono ricavati per via grafica dalle curve che rappresentano la (68) e sono riportati in funzione di Q nella figura 31. La sopraelevazione si ottiene derivando la (68) rispetto a τ, eguagliando a zero e trovando la più bassa delle soluzioni; ad essa corrisponde il massimo di e_i'', il cui valore E_M si ricava sostituendo nella (68) la sopradetta radice. Si ottiene allora $s=(E_M-E_i'')\,E_i''$; il risultato del calcolo è riportato graficamente nella figura 31.

CAPITOLO VII

AMPLIFICATORI PER TENSIONI CONTINUE

1. — Generalità sull'amplificazione di tensioni continue.

In varie applicazioni elettroniche (relative alla strumentazione, ai servomeccanismi, ai sistemi di regolazione e controllo) il segnale da amplificare è una tensione (o una corrente) che varia generalmente in maniera molto lenta — pur potendo subire anche variazioni rapide —mantenendosi dello stesso segno in intervalli di tempo anche assai lunghi; un esempio di un segnale di tale tipo è indicato nella figura 1 *a*). Poichè entro limitati intervalli di tempo il segnale può considerarsi praticamente come una tensione continua, gli amplificatori destinati alla sua amplificazione sono detti amplificatori *per tensioni continue* (1). Per comprendere la natura dei problemi che si incontrano nell'amplificazione di *tensioni continue* supponiamo

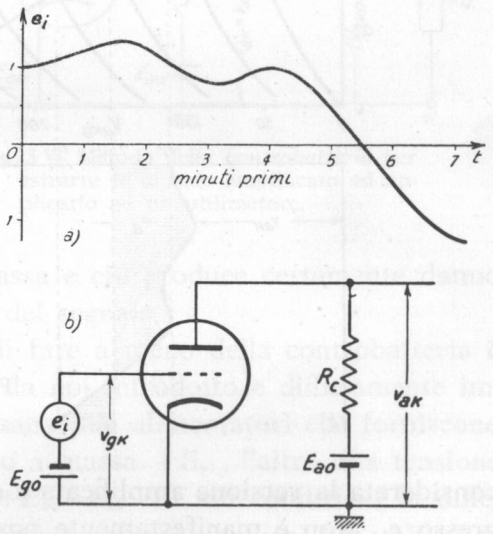


Fig. 1 — Segnale *continuo* (*a*) applicato ad un amplificatore con carico resistivo (*b*).

(1) - Essi sono anche chiamati *amplificatori di segnali in corrente continua.*

che il segnale della figura 1 *a*) sia applicato all'ingresso del semplice amplificatore con carico resistivo della figura *1 b*).

L'andamento della tensione anodica può ottenersi col noto metodo grafico nella figura 2; corrispondentemente all'andamento della tensione di griglia $v_{gk} = -E_{go} + e_i$ (diagramma *b*) la tensione anodica avrà l'andamento indicato nel diagramma *c*). La tensione anodica v_{ak} è la somma della tensione di riposo V_{ako} (corrispondente alla tensione di riposo $-E_{go}$ di griglia) e di una tensione variabile e_a che può essere

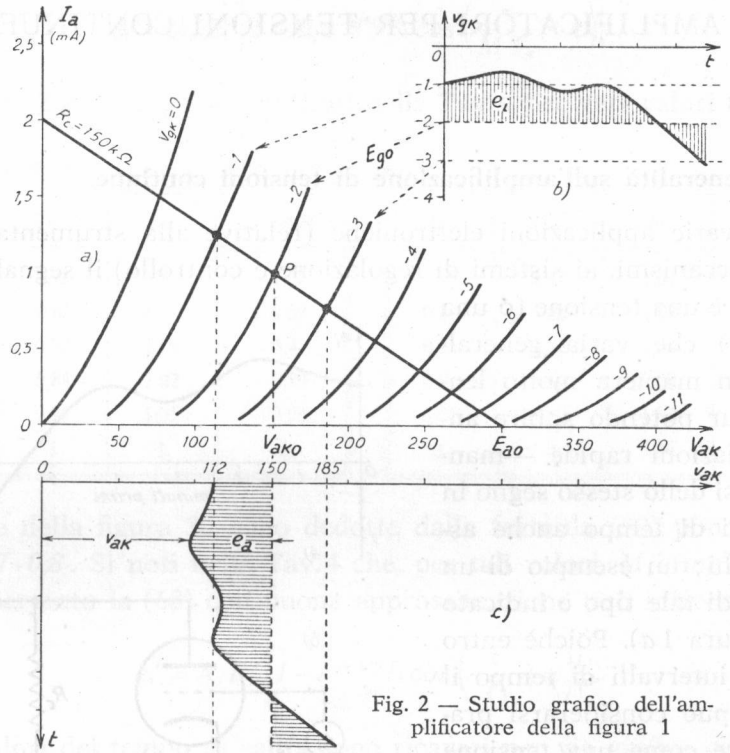


Fig. 2 — Studio grafico dell'amplificatore della figura 1

considerata la versione amplificata e cambiata di segno del segnale d'ingresso e_i. Non è manifestamente possibile prelevare il segnale amplificato e_a ed applicarlo ad un utilizzatore servendosi di un condensatore di accoppiamento (come si è sempre fatto negli schemi dei Cap. V e VI); il condensatore, infatti, costituirebbe un blocco per la tensione e_a che, in certi intervalli di tempo, varia per ipotesi così lentamente da comportarsi come fosse una tensione continua.

L'estrazione del segnale e_a e la sua applicazione ad un utilizzatore

diviene però, almeno teoricamente, possibile col metodo della *contro-tensione* già accennato nel Vol. I (Cap. X, n. 4, fig. 11) consistente nell'interposizione di una *controbatteria*, $-E_c$, come è indicato nella figura 3 (2). Infatti la tensione ai morsetti *MN* ha il valore:

$$(1) \qquad v_{MN} = v_{ak} - E_c = (V_{ako} - E_c) + e_a \ ,$$

e scegliendo $E_c = V_{ako}$ risulta:

$$(2) \qquad v_{MN} = e_a \ .$$

In pratica, però, l'uso della controbatteria comporta notevoli inconvenienti che ne sconsigliano l'uso; le batterie, infatti, sono generalmente costose e non si prestano ad essere incorporate entro circuiti elettronici perchè si deteriorano in maniera relativamente rapida. D'altra parte, non avendo morsetti a massa, la batteria E_c non può essere facilmente sostituita da un alimentatore; si aggiunga poi che la batteria presenta inevitabilmente una capacità non piccola verso massa e ciò produce certamente danno per le eventuali variazioni rapide del segnale.

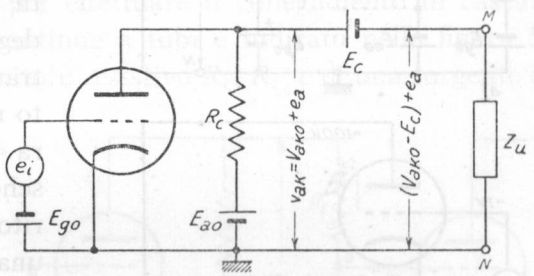


Fig. 3 — Metodo della *controbatteria* per estrarre il segnale amplificato ed applicarlo ad un utilizzatore.

Un espediente che permette di fare a meno della controbatteria è quello indicato nella figura 4, già da noi introdotto e diffusamente impiegato nei capitoli III e IV: si usano due alimentatori che forniscono l'uno una tensione positiva rispetto a massa $+E_{po}$, l'altro una tensione negativa $-E_{no}$ tale che risulti $E_{po} + E_{no} = E_{ao}$. In tali condizioni la differenza di potenziale fra placca e catodo (*tensione anodica*) è $v_{ak} = V_{ako} + e_a$

(2) - Nello schema indicato nel Vol. I (Cap. X, n. 4) la controbatteria era disposta nel collegamento fra il punto *N* (fig. 3) e massa; di fronte al vantaggio di avere un polo della batteria a massa questo metodo ha l'inconveniente di non consentire il collegamento a massa di un morsetto dell'utilizzatore (cosa generalmente necessaria nel caso attuale) e di mantenere i due morsetti *M N* di uscita a potenziale diverso da zero.

come nell'amplificatore originario, ma il *potenziale* della placca v_a ha il valore:

$$(3) \qquad v_a = v_{ak} - E_{no} = (V_{ako} - E_{no}) + e_a \ ;$$

se l'alimentatore *negativo* è così scelto che sia $E_{no} = V_{ako}$, il potenziale anodico si riduce al solo segnale amplificato e_a. L'utilizzatore può allora essere collegato direttamente fra placca e massa come è indicato nella figura 4 *a*); se, ad esempio, come nell'amplificatore analizzato nella figura 2, è $E_{ao} = 300$ V, $V_{ako} = 150$ V, occorrerà che sia $E_{no} = 150$ V e di conseguenza anche $E_{po} = 150$ V (3).

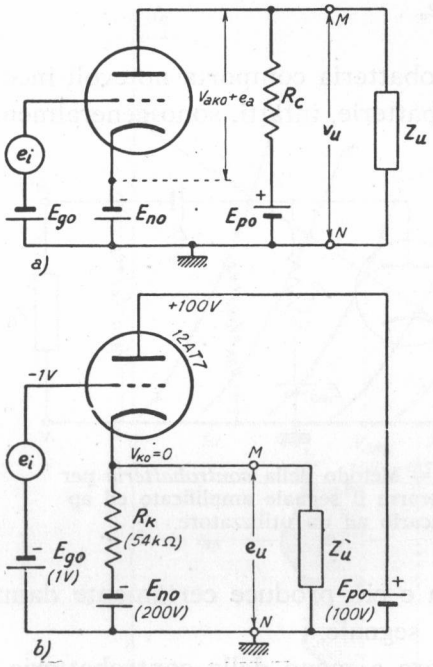


Fig. 4 — Metodo del doppio alimentatore per fare sì che all'uscita il potenziale di riposo sia nullo.

Quanto è stato detto per il semplice amplificatore della figura 1 *a*) può ripetersi per ognuno degli amplificatori, a tubi od a transistori, che abbiamo esaminato nei capitoli III e IV; nella figura 4 *b*), ad esempio, è riportato lo schema quotato (4) di un trasferitore catodico in cui, grazie ad una conveniente scelta di E_{no} ed E_{po}, il potenziale di riposo del catodo è nullo, così che l'utilizzatore può essere direttamente collegato fra catodo e massa.

Gli stessi problemi incontrati per prelevare il segnale d'uscita ed applicarlo ad un utilizzatore si presentano per applicare detto segnale all'ingresso di un successivo amplificatore, onde attuare il collegamento in cascata fra vari stadi di amplificazione; è manifesto, infatti, che il potenziale di riposo all'uscita di uno stadio non coincide, in generale, col potenziale di riposo

(3) - Un esempio analogo è stato considerato nel Cap. III (fig. 14) nell'esercizio alla fine del n. 4.

(4) - L'esempio è ripreso dal Cap. III, n. 6, fig. 23; il calcolo delle condizioni di riposo è stato fatto nello stesso Cap. III nell'esercizio alla fine del n. 6.

all'ingresso dello stadio seguente. Il metodo della controbatteria risolve teoricamente il problema, ma presenta gli inconvenienti già detti; il metodo del doppio alimentatore è, invece, perfettamente applicabile ed è infatti molto usato negli amplificatori a transistori con speciali accorgimenti che vedremo in seguito. Negli amplificatori a tubi, invece, il sistema risulta poco pratico perchè richiede generalmente tante coppie di alimentatori quanti sono gli stadi: vi è un sistema assai più comodo e pratico, basato sull'uso di un partitore resistivo, che risolve egregiamente il problema. Ne vedremo il principio e l'applicazione nel prossimo numero.

2. — Collegamento diretto, mediante partitore resistivo e controtensione, di due stadi di amplificazione a tubi.

Un sistema assai comune per effettuare il collegamento in cascata di amplificatori per tensioni continue a tubi è indicato nella figura 5: esso è basato sull'uso di un partitore resistivo R_1, R_2, e di una sorgente di f. e. m. continua negativa $-E_{no}$ (*controtensione*).

La tensione che, per effetto della disposizione impiegata, risulta applicata fra la griglia ed il catodo del tubo *2* ha manifestamente il valore:

$$(1) \qquad v_g'' = v_a' - v_{PG} ,$$

dove v_{PG} è la caduta di tensione prodotta in R_1 dalla corrente i che circola nelle due resistenze del partitore (5). È facile verificare (e noi lo faremo in appendice) che la tensione v_g'' ha il valore:

$$(2) \qquad v_g'' = a\, e_a' + V_{go}'' ,$$

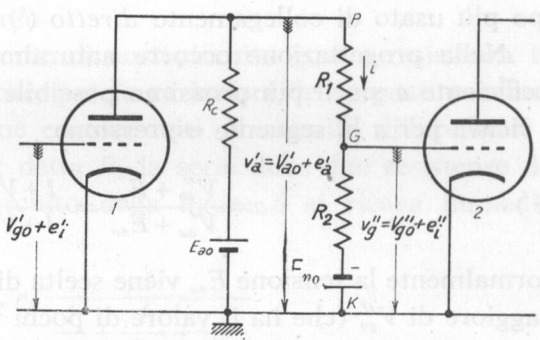


Fig. 5 — Collegamento a partitore e controtensione fra due stadi di amplificazione.

(5) - La presenza delle due resistenze R_1, R_2 e della controtensione $-E_{no}$ altera certamente il funzionamento dell'amplificatore: perciò la tensione v_a non ha il medesimo valore in presenza ed in assenza del circuito del partitore. Se però le resistenze R_1 ed R_2 sono molto grandi di fronte ad R_c, l'effetto del circuito aggiuntivo può considerarsi trascurabile: di ciò, comunque, sarà tenuto conto nei calcoli che faremo successivamente.

dove e_a' è il segnale presente sulla placca del tubo, mentre a e V''_{go} hanno le espressioni seguenti:

$$(3) \qquad a = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + R_1/R_2},$$

$$(4) \qquad V''_{go} = \frac{V'_{ao} R_2 - E_{no} R_1}{R_1 + R_2} = a V'_{ao} + (a - 1) E_{no} .$$

Scegliendo opportunamente i valori di E_{no} e del rapporto R_1/R_2 si può fare in modo che V''_{go} abbia esattamente il valore necessario per la polarizzazione di griglia del tubo *2*. Naturalmente il segnale applicato alla griglia del tubo *2*:

$$(5) \qquad e_i'' = a\, e_a' ,$$

è più piccolo del segnale presente sulla placca del tubo *1* (6) e ciò costituisce manifestamente un inconveniente del sistema di collegamento in esame (7); di fronte a ciò il *collegamento a partitore e controtensione* offre tale facilità di attuazione ed elasticità di impiego che lo rende il tipo più usato di collegamento *diretto* (8) fra amplificatori a tubi.

Nella progettazione occorre naturalmente operare in modo che il coefficiente a sia il più prossimo possibile ad *1*; ora, dalla formula (4), si ricava per a la seguente espressione:

$$(6) \qquad a = \frac{V''_{go} + E_{no}}{V'_{ao} + E_{no}} = \frac{1 + V''_{go}/E_{no}}{1 + V'_{ao}/E_{no}} .$$

Normalmente la tensione E_{no} viene scelta di un ordine di grandezza molto maggiore di V''_{go} (che ha il valore di pochi volt) per cui nella formula (6) il rapporto V''_{go}/E_{no} può, con buona approssimazione, trascurarsi di fronte ad *1* ; l'espressione (6) di a diviene allora:

$$(7) \qquad a \cong \frac{1}{1 + V'_{ao}/E_{no}} .$$

Appare di qui che *l'attenuazione* introdotta dal partitore resistivo *è tanto*

---

(6) - Il partitore $R_1 R_2$ costituisce un *attenuatore* (Cap. II, n. 1) ed a è il suo *rapporto di trasferimento*; l'inverso di a, $\alpha = 1 + R_1/R_2$, è il *rapporto di attenuazione del partitore*.

(7) - L'inconveniente è ridotto in grande misura usando al posto della resistenza R_1 particolari tubi al neon; di ciò sarà detto nel n. 4.

(8) - Si dice *diretto* un collegamento che sia effettuato senza l'interposizione di elementi reattivi come condensatori, induttanze, mutue induttanze.

minore quanto più grande è E_{no} *di fronte a* V_{ao}' l'esempio numerico svolto alla fine del paragrafo chiarirà gli ordini di grandezza dei vari elementi interessanti l'amplificatore.

Lo studio completo dell'amplificatore a partitore e controtensione della figura 5 può farsi agevolmente col metodo del circuito differenziale nell'ipotesi di operare in condizioni di linearità (segnali piccoli). Il circuito differenziale, essendo relativo alle variazioni delle tensioni e delle correnti dai loro valori di riposo, consente di calcolare le variazioni di v_g'' dal valore di riposo V_{go}'', ossia il segnale e_i'' che risulta applicato alla griglia del tubo 2. Il circuito differenziale dell'amplificatore della figura 5 si ottiene agevolmente sostituendo al tubo il suo generatore differenziale equivalente (avente corrente di cortocircuito $g_m e_i$ e resistenza interna r_a) e tenendo presente che, per le variazioni, le sorgenti continue E_{ao} ed E_{no} si comportano come cortocircuiti. Il circuito differenziale è quello indicato nella figura 6; detta R_g la serie delle due resistenze del partitore ($R_g = R_1 + R_2$), dal circuito della figura 6 si ricava immediatamente:

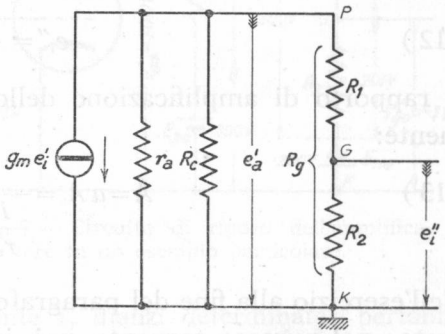


Fig. 6 — Circuito differenziale dell'amplificatore della figura 5.

$$(8) \qquad e_a' = -g_m e_i' \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} .$$

Notando che la frazione esprime il parallelo R_p delle tre resistenze, la (8) si può scrivere:

$$(9) \qquad e_a' = -g_m R_p e_i' = -A_o e_i' ,$$

se si pone, come di solito (9):

$$(10) \qquad A_o = g_m R_p = \frac{g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} .$$

(9) - Si noti che A_o esprime il rapporto di amplificazione di un amplificatore a resistenza e capacità nel campo di frequenze in cui il condensatore di accoppiamento si comporta come un cortocircuito (Cap. V, n. 4).

La tensione di uscita del circuito differenziale, che è il segnale d'ingresso e_i'' del tubo *2* ha manifestamente il valore:

$$(11) \qquad e_i'' = e_a' \frac{R_2}{R_1 + R_2} = a\, e_a' ,$$

e per la (9) potrà scriversi:

$$(12) \qquad e_i'' = - a A_o e_i' ;$$

il rapporto di amplificazione dello stadio risulta, perciò, complessivamente:

$$(13) \qquad A = a A_o = \frac{a g_m}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_g}} .$$

Nell'esercizio alla fine del paragrafo ne vedremo il valore in un caso concreto; nel numero seguente, poi, indagheremo sul suo modo di variare in funzione della frequenza.

APPENDICE: DETERMINAZIONE DEL VALORE DI V_g''. Con riferimento alla figura 5, osservando che la differenza di potenziale ai capi della serie di R_1, R_2 è $v_a' - (-E_{no}) = v_a' + E_{no}$, si deduce che la corrente i che attraversa le due resistenze ha il valore:

$$(14) \qquad i = \frac{v_a' + E_{no}}{R_1 + R_2} ;$$

essendo $v_{PG} = R_1 i$, dalla formula (1) si ricava:

$$(15) \qquad v_g'' = v_a' - R_1 \frac{v_a' + E_{no}}{R_1 + R_2} = \frac{v_a' R_2 - E_{no} R_1}{R_1 + R_2} .$$

Sostituendo a v_a' il suo valore $v_a' = v_{ao}' + e_a'$, la precedente diviene:

$$(16) \qquad v_g'' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} e_a' + \frac{V_{ao}' R_2 - E_{no} R_1}{R_1 + R_2} ;$$

essa si può scrivere $v_g'' = a\, e_a' + V_{go}''$, come si è fatto nella formula (2), assegnando ad a ed a V_{go} i valori indicati nelle formule (3) e (4).

A scopo applicativo delle nozioni acquisite, si voglia attuare un amplificatore a partitore e controtensione impiegando *triodi 12AX7* nelle seguenti condizioni di riposo $V_{ao}' = 100$ V, $V_{go}' = -1$ V, $I_{ao} = 0{,}5$ mA, a cui corrispondono i parametri differenziali $g_m = 1{,}25$ mA/V, $r_a = 80$ kΩ. Supponiamo inoltre

di disporre di due alimentatori che forniscano l'uno la tensione positiva $E_{ao} = 300$ V, l'altro una tensione negativa di valore $E_{no} = 200$ V; stabiliamo poi che $R_g = R_1 + R_2$ abbia il valore $2 \cdot 10^6\,\Omega$. Il circuito dell'amplificatore *a riposo* può essere ridisegnato nel modo indicato nella figura 7: osserviamo che ai capi PK della resistenza $R_g = R_1 + R_2$ vi è una differenza di potenziale di 300 V ($V_{ao} - [-E_{no}]$) e pertanto in R_g circola la corrente:

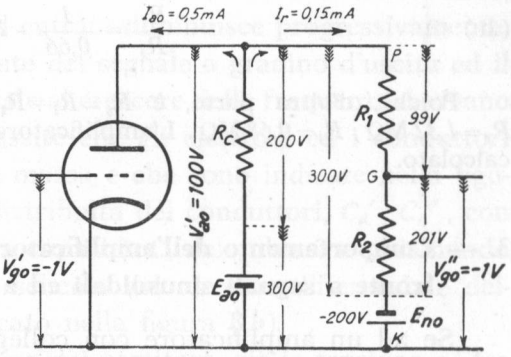


Fig. 7 — Circuito di riposo dell'amplificatore in un esempio particolare.

$$\text{(a)} \qquad I_r = \frac{300}{R_g} = \frac{300}{2 \cdot 10^6} = 150 \cdot 10^{-6}\,\text{A}.$$

Dall'esame della figura 7 appare che in R_c circola sia la corrente anodica $I_{ao} = 0{,}5$ mA, sia la corrente I_r dianzi determinata; pertanto in R_c si ha una caduta di tensione:

$$\text{(b)} \qquad V_R = R_c (I_{ao} + I_r) = R_c (0{,}5 + 0{,}15) \cdot 10^{-3} = 0{,}65 \cdot 10^{-3} R_c \ .$$

Ma affinchè la tensione anodica sia 100 V, la caduta di tensione V_R deve essere 200 V (fig. 7) e pertanto dalla (b) deriva per R_c il valore:

$$\text{(c)} \qquad R_c = \frac{V_R}{0{,}65 \cdot 10^{-3}} = \frac{200 \cdot 10^3}{0{,}65} \cong 3 \cdot 10^5\,\Omega \ .$$

Si può determinare A_o mediante la formula (10):

$$\text{(d)} \qquad A_o = \frac{g_m}{\dfrac{1}{r_a} + \dfrac{1}{R_c} + \dfrac{1}{R_g}} = \frac{1{,}25 \cdot 10^{-3}}{\dfrac{1}{80 \cdot 10^3} + \dfrac{1}{3 \cdot 10^5} + \dfrac{1}{2 \cdot 10^6}} \cong 71 \ .$$

Per il calcolo dell'amplificazione $A = a A_o$, occorre ora calcolare a, il che può farsi agevolmente dalla formula (6):

$$\text{(e)} \qquad a = \frac{V_{go} + E_{no}}{V_{ao} + E_{no}} = \frac{-1 + 200}{100 + 200} = \frac{199}{300} \cong 0{,}66 \ .$$

L'amplificazione dello stadio risulta allora:

$$\text{(f)} \qquad A = a A_o = 0{,}66 \cdot 71 \cong 47 \ .$$

Per completare il calcolo dell'amplificatore rimane da determinare il valore di R_1 ed R_2. Dalla formula (3) si ricava:

$$\text{(g)} \qquad \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{a} - 1 \ ;$$

sostituendo il valore (e) di a si ottiene:

$$(h) \qquad \frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{0{,}66} - 1 = 0{,}515 \ .$$

Poichè, d'altra parte, è $R_g = R_1 + R_2 = 2 \cdot 10^6\ \Omega$, risulta immediatamente $R_2 = 1{,}32\ \text{M}\Omega$, $R_1 = 0{,}68\ \text{M}\Omega$. L'amplificatore risulta in tal modo completamente calcolato.

3. — Comportamento dell'amplificatore a collegamento diretto a tubi di fronte a segnali sinusoidali ed a gradino.

Se ad un amplificatore con collegamento a partitore si applica in ingresso un segnale a gradino si verifica quella che è la proprietà caratteristica degli amplificatori per tensioni continue: *il segnale d'uscita è ancora* a gradino e non presenta la discesa esponenziale del tratto superiore, tipica degli amplificatori con collegamento a capacità. Per quanto riguarda il *fronte* del segnale a gradino si trova che esso sale esponenzialmente al valore di regime, qualitativamente come negli amplificatori a resistenza e capacità (Cap. V, n. 3,4).

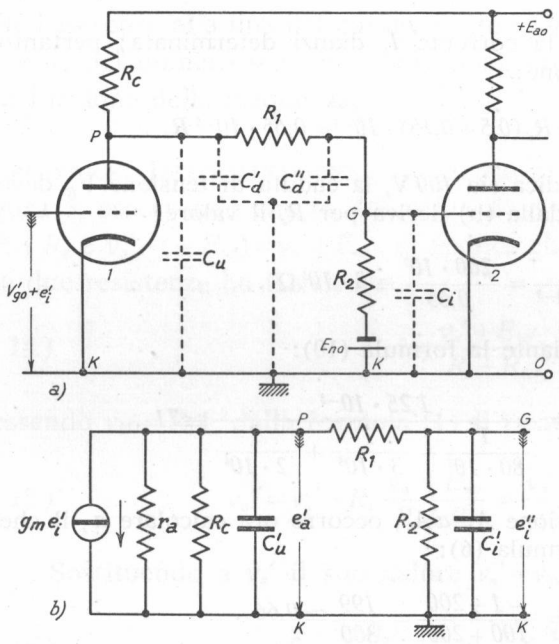


Fig. 8 — Capacità parassite nell'amplificatore; circuito differenziale.

A questo comportamento con segnali a gradino corrisponde perfettamente il comportamento in regime sinusoidale: per quanto sia bassa la frequenza del segnale sinusoidale applicato, $e_i = E_i' \operatorname{sen} \omega t$, l'ampiezza del segnale d'ingresso dello stadio successivo E_i'' ha sempre il valore $a A_0 E_i'$ (avendo a ed A_0 i valori trovati nel numero precedente) mentre lo sfasamento fra uscita ed entrata è sempre uguale

a π. Se invece la frequenza viene progressivamente aumentata, da un certo valore in poi l'amplificazione comincia a diminuire e tende a zero, mentre lo sfasamento fra uscita ed entrata diminuisce progressivamente.

La salita esponenziale del fronte del segnale a gradino d'uscita ed il comportamento in regime sinusoidale al crescere della frequenza derivano dalla presenza delle capacità parassite che gli elettrodi ed i conduttori di collegamento presentano verso massa e che sono indicate nella figura 8 *a*). Conglobando la capacità distribuita dei conduttori, C_a', C_a'', con la capacità C_u del tubo *1* e con la capacità C_i del tubo *2* e chiamando C_u' e C_i' le capacità risultanti, lo schema del circuito differenziale dell'amplificatore risulta quello indicato nella figura 8 *b*).

Indipendentemente dall'esistenza del partitore, già la tensione e_a' fra P e K deve diminuire al crescere della frequenza per la presenza della capacità C_u' che shunta le resistenze R_a ed R_c. Ma, oltre a ciò, occorre osservare che, nel partitore, la resistenza R_2 in parallelo a C_i' costituisce un'impedenza il cui valore diviene via via minore (e tende a zero) al crescere della frequenza; poichè invece il valore di R_1 non cambia, si capisce che l'effetto di partizione cambia con la frequenza e precisamente l'attenuazione cresce con la frequenza.

Per quanto riguarda il comportamento con segnali a gradino occorre osservare che le capacità C_u' e C_i' si comportano al momento dello scatto come cortocircuiti e poi si caricano con le rispettive costanti di tempo, tendendo a portarsi alle tensioni di regime E_a' ed E_i'': ne risulta una salita esponenziale del fronte del segnale d'uscita.

La frequenza caratteristica superiore dell'amplificatore con collegamento a partitore (definita come per gli amplificatori a resistenza e capacità) risulta generalmente più bassa di quella dell'amplificatore a resistenza e capacità attuato coi medesimi tubi ed i medesimi elementi circuitali, a causa dell'effetto di attenuazione crescente con la frequenza prodotto dalla presenza di C_i' in parallelo alla resistenza R_2 del partitore ([10]). Ma questo effetto può essere grandemente ridotto (teoricamente eliminato) disponendo in parallelo ad R_1 un condensatore di capacità appropriata C (fig. 9 *a*): si trova precisamente (e noi lo ricaveremo in appendice al paragrafo) che l'attenuazione risulta indipendente dalla

([10]) - Il complesso delle due resistenze R_1, R_2 e della capacità C_i è, in effetti, il partitore filtrante passa-basso che abbiamo studiato nel Cap. II, n. 9.

frequenza se sussiste la relazione:

$$(1) \qquad \frac{C}{C_i'} = \frac{R_2}{R_1}.$$

In tali condizioni tutto avviene come se il partitore fosse puramente resistivo (*partitore compensato*) ed avesse in parallelo una capacità C_i'' pari ad aC_i'. Lo schema del circuito differenziale diviene allora quello indicato nella figura 9 *b*) e coincide sostanzialmente con quello di un amplificatore a resistenza e capacità nel campo di frequenze in cui il condensatore di accoppiamento si comporta come un cortocircuito (Cap. V, n. 4, fig. 22 *a*); si possono ripetere allora per l'amplificatore con *partitore compensato* tutte le considerazioni già svolte sugli amplificatori a resistenza e capacità per quanto riguarda il comportamento alle frequenze alte ed il corrispondente comportamento rispetto al fronte dei segnali a gradino.

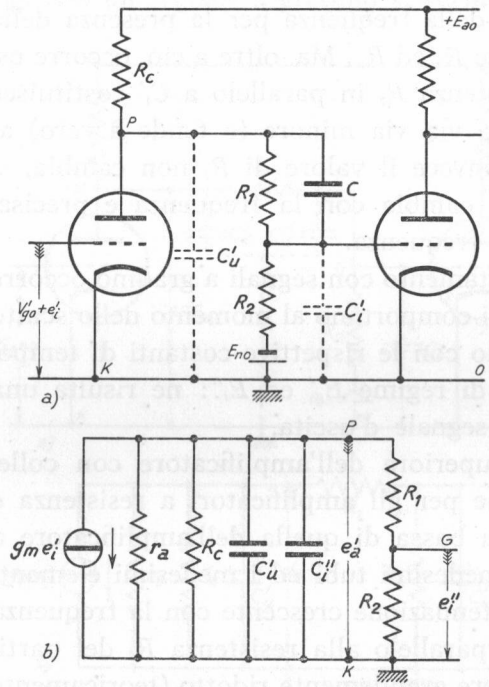


Fig. 9 — Compensazione, mediante il condensatore C, del partitore.

Nelle più comuni applicazioni degli amplificatori per tensioni continue la risposta alle frequenze alte (o al fronte dei segnali a gradino) ha scarsa importanza perchè i segnali da amplificare hanno variazioni generalmente lente: la compensazione del partitore resistivo non è pertanto di impiego obbligatorio. Ma vi sono dei casi (specialmente nella tecnica oscillografica) in cui il segnale da amplificare, pur potendo variare in maniera estremamente lenta, può anche variare bruscamente ed a scatti: si impone in tal caso la compensazione del partitore resistivo. Devono poi essere applicati all'amplificatore tutti quegli accorgimenti che, nello

studio dell'amplificazione video, abbiamo visti essere necessari per elevare il valore della frequenza caratteristica superiore e, corrispondentemente, diminuire il tempo di salita del fronte del segnale a gradino: in particolare dovrà essere curata la scelta dei tubi in relazione al loro coefficiente di merito (Cap. VI, n. 4) e dovrà essere eventualmente adottato qualcuno dei metodi di compensazione video esaminati nel Cap. VI (nn. 7-9).

COMPENSAZIONE DEL PARTITORE RESISTIVO. Nel circuito della figura 10 *a*) la tensione d'uscita $\overline{E}_i''$ ([11]) ha il valore:

$$(2) \qquad \overline{E}_i''=\overline{E}_a'\frac{\overline{Z}_2}{R_1+\overline{Z}_2}=\overline{E}_a'\cdot\frac{1}{\frac{R_1}{\overline{Z}_2}+1},$$

dove $\overline{Z}_2$ è l'impedenza del parallelo di R_2 e di C_i' ed ha il valore:

$$(3) \qquad \overline{Z}_2=\frac{1}{\frac{1}{R_2}+j\omega C_i'}=\frac{R_2}{1+j\omega R_2 C_i'}.$$

Introducendo tale espressione nella (2) si ottiene:

$$(4) \qquad \overline{E}_i''=\overline{E}_a'\frac{1}{1+\frac{R_1}{R_2}(1+j\omega C_i' R_2)}=\overline{E}_a'\frac{R_2}{R_2+R_1+j\omega C_i' R_1 R_2}.$$

Dividendo numeratore e denominatore per $R_1+R_2=R_0$ e ricordando l'espressione di a (n. 2, form. 3):

$$a=\frac{R_2}{R_1+R_2},$$

la (4) si può scrivere:

$$(5) \qquad \overline{E}_i''=\overline{E}_a'\frac{a}{1+j\omega C_i' R_1 a}.$$

Appare chiaramente di qui come la relazione fra $\overline{E}_i''$ ed $\overline{E}_a'$ dipenda

([11]) - Opereremo in regime sinusoidale e pertanto, per comodità, useremo la notazione complessa.

dalla frequenza sia in ampiezza che in fase; in particolare per quanto riguarda l'ampiezza, ricavando il modulo della (5), si ha:

$$(6)\qquad E_i'' = E_a' \frac{a}{\sqrt{1+\omega^2 C_i'^2 R_1^2 a^2}}.$$

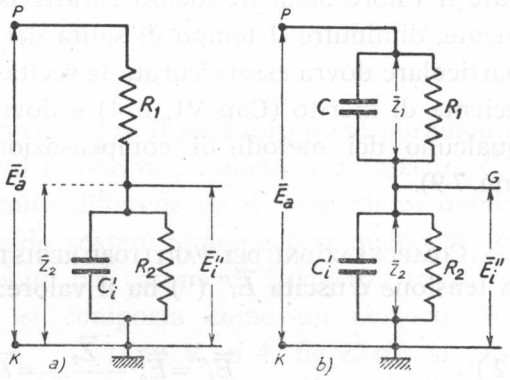


Fig. 10 — Studio del partitore in assenza ed in presenza di compensazione.

Questa formula indica che il rapporto fra E_i'' ed E_a' (che in assenza di C_i' coincide con a) è all'atto pratico sempre minore di a e va progressivamente decrescendo al crescere di f, come si è ammesso in precedenza con considerazioni intuitive.

Consideriamo ora l'effetto della capacità C aggiunta in parallelo ad R_1 (fig. 10 *b*); si può ora scrivere:

$$(7)\qquad \bar{E}_i'' = \bar{E}_a' \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1+\bar{Z}_2} = \bar{E}_a' \frac{1}{\frac{\bar{Z}_1}{\bar{Z}_2}+1},$$

dove è:

$$(8)\qquad \bar{Z}_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1}+j\omega C} = \frac{R_1}{1+j\omega C R_1},\quad \bar{Z}_2 = \frac{R_2}{1+j\omega C_i' R_2}.$$

Sostituendo le espressioni (8) nella (7) si ottiene:

$$(9)\qquad \bar{E}_i'' = \bar{E}_a' \frac{1}{\frac{R_1}{R_2}\frac{1+j\omega C_i' R_2}{1+j\omega C R_1}+1};$$

se la capacità C è scelta in maniera tale che sia soddisfatta la relazione (1), risulta $C_i' R_2 = C R_1$ e pertanto la (9) diviene:

$$(10)\qquad \bar{E}_i'' = \bar{E}_a' \frac{1}{1+\frac{R_1}{R_2}} = a\bar{E}_a.$$

In tali condizioni l'effetto del partitore è *indipendente dalla frequen-*

za e coincide con quello del partitore puramente resistivo (*partitore compensato*).

L'impedenza che il partitore compensato offre ai suoi morsetti *PK* è la somma di $\overline{Z}_1$ e $\overline{Z}_2$ ed ha perciò il valore:

$$(11)\qquad \overline{Z}=\frac{R_1}{1+j\omega C R_1}+\frac{R_2}{1+j\omega C_i' R_2};$$

siccome, per la condizione di compensazione, si ha $C R_1=C_i' R_2$, i denominatori delle due frazioni sono uguali e la (11) può scriversi:

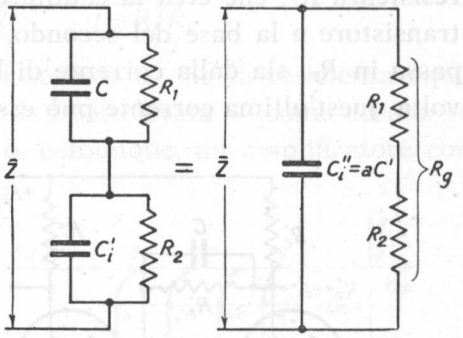


Fig. 11 — Circuito equivalente del partitore compensato.

$$(12)\qquad \overline{Z}=\frac{R_1+R_2}{1+j\omega C_i' R_2}=\frac{1}{\frac{1}{R_1+R_2}+j\omega\frac{C_i' R_2}{R_1+R_2}}=\frac{1}{\frac{1}{R_g}+j\omega a C'}.$$

La formula (12) esprime l'impedenza offerta dal parallelo della resistenza $R_g=R_1+R_2$ con una capacità:

$$(13)\qquad C_i''=a C_i';$$

ne risulta quindi l'equivalenza mostrata nella figura 11 e risultano contemporaneamente giustificati lo schema della figura 9 *b*) ed i ragionamenti ad esso relativi:

4. — Collegamento diretto di amplificatori a transistori.

Il problema del collegamento diretto fra successivi stadi di amplificazione a transistori è della stessa natura di quello degli amplificatori a tubi ma, sotto alcuni aspetti, è spesso più semplice. Così il metodo del partitore resistivo può essere usato anche per i transistori con la semplificazione che la controtensione non è necessaria: ciò deriva dal fatto che la polarizzazione di base ha lo stesso segno di quella del collettore, mentre quella di griglia è necessariamente di segno opposto di quella della placca.

Nella figura 12 *a*) è indicato il collegamento a partitore fra due stadi

di amplificazione ad uscita di collettore ed entrata di base ([12]): la capacità in parallelo alla resistenza R_1 ha la medesima funzione di compensazione esercitata dalla capacità C negli amplificatori a tubi (fig. 9). La resistenza R_1, che crea la caduta di tensione fra il collettore del primo transistore e la base del secondo, è attraversata sia dalla corrente che passa in R_2, sia dalla corrente di base del secondo transistore; qualche volta quest'ultima corrente può essere sufficente a provocare la suddetta

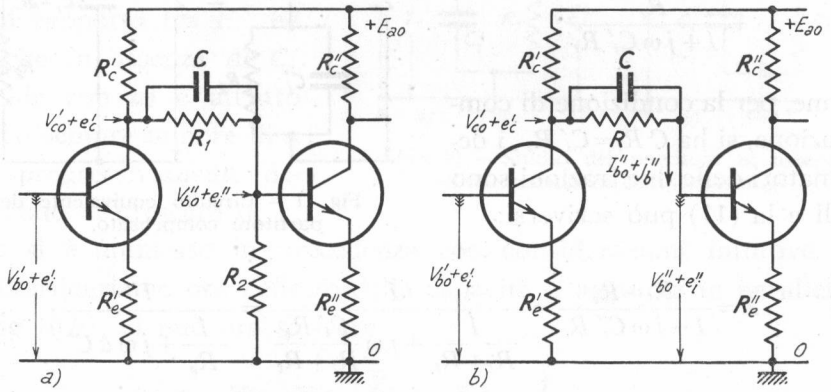


Fig. 12 — Collegamento a partitore ed a resistenza fra due stadi di amplificazione a transistori.

caduta ed allora la R_2 diviene non necessaria. Si giunge così al sistema di accoppiamento indicato nella figura 12 *b*), in cui il collegamento fra collettore e base è stabilito da un'unica resistenza R, avente in parallelo, generalmente, la capacità di compensazione C.

Detta I''_{bo} la corrente di riposo della base del secondo transistore, la caduta di potenziale continua nella resistenza di accoppiamento risulta RI''_{bo} ; essa può essere regolata, scegliendo opportunamente il valore di R, così che il potenziale di base a riposo del secondo transistore, $V''_{bo} = V'_{co} - RI''_{bo}$, abbia il prescritto valore. Naturalmente la R produce una caduta di potenziale anche per il segnale utile: detta R_i la resistenza equivalente d'ingresso del secondo stadio (Cap. III, nn. 12-15), la corrente di base dovuta al segnale e_c', presente nel collettore del primo

([12]) - Le resistenze R_e', R_e'' servono per la stabilizzazione dei transistori: mancano i condensatori in parallelo che sarebbero privi di effetto su segnali molto lenti come sono quelli che si hanno negli amplificatori che stiamo studiando. Il comportamento degli amplificatori, per la presenza delle due resistenze, è quello considerato nel Cap. III, nn. 11-12.

transistore, avrà il valore $j_b'' = e_c'/(R+R_i)$. Il segnale applicato alla base del secondo transistore risulterà:

$$(1) \qquad e_i'' = R_c\, j_b'' = \frac{R_i}{R+R_i}\, e_c' = \frac{e_c'}{1+R/R_i},$$

e sarà pertanto attenuato rispetto al segnale e_c'. Se la resistenza equivalente d'ingresso del secondo stadio è assai elevata — come accade se esso è un trasferitore di emettitore o, comunque, un amplificatore con

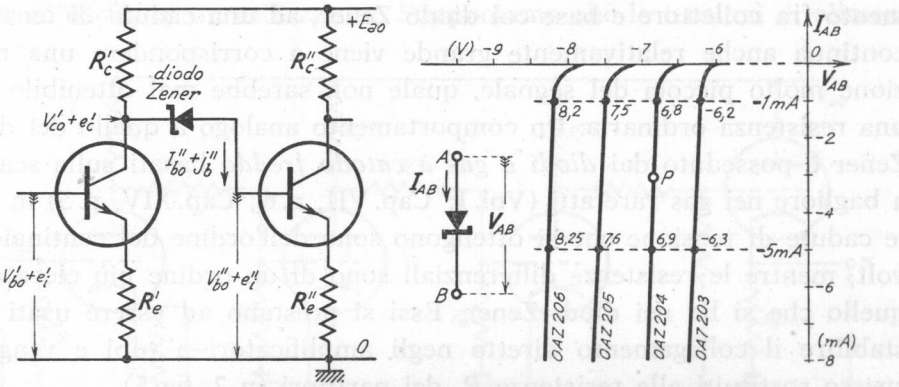


Fig. 13 — La resistenza di accoppiamento è sostituita con vantaggio da un *diodo Zener*; caratteristiche di alcuni di questi diodi.

forte valore di R_e'' (Cap. III, n. 12) — l'attenuazione può risultare sufficientemente piccola; in altri casi, invece, essa può risultare intollerabilmente grande, così da rendere inutilizzabile il metodo.

Quando si verifica questa circostanza si ottiene un beneficio notevolissimo sostituendo alla resistenza R un bipolo elettronico che — pur consentendo la necessaria caduta di potenziale continua $V_{co}' - V_{bo}''$ fra fra collettore e base — offra una resistenza minima per il segnale. Il bipolo elettronico con minima *resistenza differenziale* a parità di caduta di potenziale continua è comunemente un *diodo Zener*, collegato nel modo indicato nella figura 13. Ricordiamo (Vol. I: Cap. VIII, n. 7; Cap. XIV, n. 5) che un diodo a giunzione a cui sia applicata una tensione invertita, così che non si abbia apprezzabile passaggio di corrente , diviene condutttore quando la tensione ha un valore tale da provocare la rottura dei legami covalenti del semiconduttore (*effetto Zener*): i diodi Zener sono diodi al silicio attuati in modo tale che l'effetto Zener si verifichi — in maniera regolare e perfettamente riproducibile — in cor-

rispondenza a tensioni preordinate, che sono comprese fra pochi volt ed un centinaio di volt. Nella figura 13 sono riportate le caratteristiche di alcuni diodi Zener ([13]); come si vede, in corrispondenza al tratto ripido della curva, la tensione ha un valore praticamente costante, tipico di ciascun diodo. Scelto, per un certo diodo, un determinato punto di riposo, come P, bastano piccolissime variazioni ΔV della tensione per ottenere forti variazioni ΔI della corrente: la resistenza differenziale $r_d = \Delta V / \Delta I$, risulta quindi assai piccola, spesso di appena poche decine di ohm o, addirittura di pochi ohm ([14]). In tali condizioni, nel collegamento fra collettore e base col diodo Zener, ad una caduta di tensione continua anche relativamente grande viene a corrispondere una riduzione molto piccola del segnale, quale non sarebbe mai ottenibile con una resistenza ordinaria. Un comportamento analogo a quello dei diodi Zener è posseduto dai *diodi a gas a catodo freddo* basati sulla scarica a bagliore nei gas rarefatti (Vol. I: Cap. VII, n. 6; Cap. XIV, n. 5) in essi le cadute di tensione che si ottengono sono dell'ordine del centinaio di volt, mentre le resistenze differenziali sono di un ordine più elevato di quello che si ha nei diodi Zener. Essi si prestano ad essere usati per stabilire il collegamento diretto negli amplificatori a tubi e vengono spesso sostituiti alle resistenze R_1 dei partitori (n. 2, fig. 5).

Negli amplificatori a transistori un'interessante semplicazione nel collegamento diretto è offerta dalla possibilità di usare alternativamente transistori di tipo *n-p-n* e di tipo *p-n-p* negli stadi successivi: in molti casi ciò rende possibile di collegare materialmente con un tratto di conduttore l'uscita di uno stadio all'entrata del successivo, evitando così l'attenuazione prodotta dai partitori o dagli altri organi di collegamento. Questo sistema fa parte di quel complesso di artifici particolari di cui dispongono i progettisti specializzati nella tecnica dei transistori. Non è possibile qui occuparsene; dovremo soltanto limitarci ad accennare ai criteri pratici generali con cui vengono realizzati gli amplificatori per tensioni continue. Faremo ciò nel n. 7, dopo che avremo esaminato il

---

([13]) - La tensione e la corrente sono considerate negative perchè contrarie a quelle a cui corrisponde il passaggio diretto di corrente nei diodi ordinari.

([14]) - Ad esempio nel diodo Zener *OAZ 204* (fig. 13, punto P) alla variazione di corrente $\Delta I = 4$ mA, che si ha passando da -5 mA a -1 mA, corrisponde una variazione di tensione ΔV di appena $0{,}1$ V (da $-6{,}9$ V a $-6{,}8$ V); la resistenza differenziale relativa risulta $r_d = \Delta V / \Delta I = 0{,}1/4 \cdot 10^{-3} = 25\ \Omega$.

grave problema della deriva che esiste sempre in tali amplificatori e ne condiziona l'attuazione pratica.

5. — Instabilità degli amplificatori a collegamento diretto: deriva.

Consideriamo un amplificatore per tensioni continue formato da più stadi a collegamento diretto, attuato coi metodi indicati nei precedenti paragrafi: esso sia, ad esempio, del tipo indicato nella figura 14 in cui l'ultimo stadio è un trasferitore catodico, destinato ad immettere la potenza di uscita in un utilizzatore. Supponiamo che le tensioni di alimen-

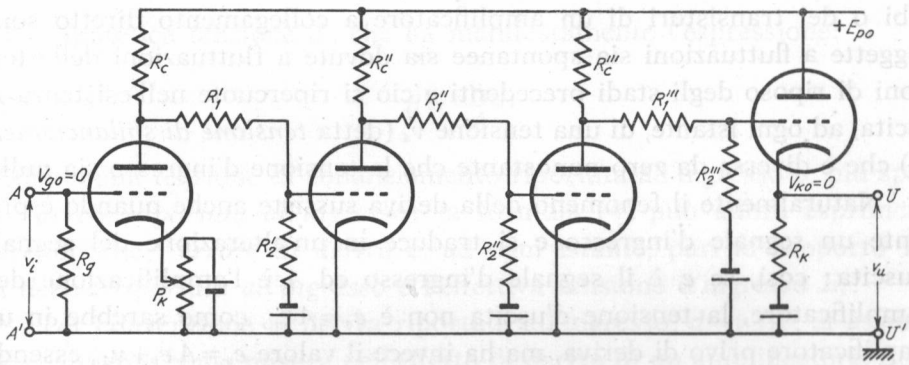


Fig. 14 — Amplificatore a più stadi collegati fra loro a partitore.

tazione e di polarizzazione siano scelte in modo che la tensione ai morsetti d'uscita v_u sia nulla quando la tensione d'ingresso è zero: il regolatore di tensione a cursore R_k posto sul catodo del primo tubo ha appunto lo scopo di dosare la polarizzazione di questo in modo che risulti $v_u = 0$ quando è $v_i = 0$. L'operazione di *azzeramento* si fa sperimentalmente cortocircuitando i morsetti d'ingresso AA' dell'amplificatore e regolando la posizione del cursore in modo che risulti $v_u = 0$.

Orbene, supponendo di avere effettuato ad un dato momento la suddetta operazione di *azzeramento*, si verifica sperimentalmente che, pur rimanendo in cortocircuito i morsetti d'ingresso AA', la tensione d'uscita non si mantiene nulla ma va crescendo in un verso o nell'altro subendo continue fluttazioni sia brusche che lente, senza alcun carattere di regolarità. Pur correggendo nuovamente la condizione di azzeramento mediante regolazione del partitore variabile, la tensione d'uscita non rimane nulla ma subisce una continua ed irregolare *deriva*.

Per comprendere la ragione di questo *effetto di deriva* della tensione d'uscita occorre osservare che negli amplificatori a collegamento diretto — ed in particolare in quelli con collegamento a partitore che stiamo esaminando — ogni variazione della tensione anodica di riposo V_{ao} di un tubo (dovuta a variazioni delle tensioni di alimentazione, della tensione di accensione dei filamenti, a modificazioni spontanee della struttura dei tubi e ad altre cause che vedremo in seguito) si traduce in una variazione della *tensione di polarizzazione* di griglia del tubo seguente. Tale variazione della tensione di polarizzazione produce una variazione (amplificata) della tensione di riposo anodica, che viene risentita dal tubo successivo e così via ([14]). In definitiva le tensioni di riposo degli elettrodi dei tubi o dei transistori di un amplificatore a collegamento diretto sono soggette a fluttuazioni sia spontanee sia dovute a fluttuazioni delle tensioni di riposo degli stadi precedenti e ciò si ripercuote nell'esistenza in uscita, ad ogni istante, di una tensione v_d (detta *tensione di sbilanciamento*) che è diversa da zero nonostante che la tensione d'ingresso sia nulla.

Naturalmente il fenomeno della deriva sussiste anche quando è presente un segnale d'ingresso e si traduce in un'alterazione del segnale d'uscita; così, se e_i è il segnale d'ingresso ed A è l'amplificazione dell'amplificatore, la tensione d'uscita non è $e_u = A\,e_i$, come sarebbe in un amplificatore privo di deriva, ma ha invece il valore $e_u = A\,e_i + v_d$, essendo v_d la sopradetta tensione di sbilanciamento. Per caratterizzare il danno prodotto dalla deriva sul segnale utile si considera l'*errore di deriva* ε_d che è, ad ogni istante, il valore assoluto del rapporto fra la tensione di sbilanciamento v_d ed il segnale d'uscita che si avrebbe in assenza di deriva $A\,e_i$; per convenzione, per la misura dell'errore di deriva si considera quale segnale d'ingresso *una tensione continua* E_i, per cui si ha:

$$(1) \qquad \varepsilon_d = \left| \frac{v_d}{A\,E_i} \right| .$$

Ad esempio, se in un amplificatore con $A = 1000$ la tensione di sbilanciamento (misurata coi morsetti d'ingresso in cortocircuito) è $0{,}5$ volt, l'errore di deriva risulta:

$$(2) \qquad \varepsilon_d = \frac{0{,}5}{A\,E_i} = \frac{0{,}5}{1000\,E_i} = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{E_i} \; ;$$

([15]) - Negli amplificatori in cui il collegamento fra gli stadi successivi è fatto per via capacitiva (o per mutua induzione) ciò non si verifica perchè non esiste alcun legame fra la tensione di riposo anodica e la tensione di polarizzazione della griglia successiva.

se la tensione E_i fosse *0,01* volt si avrebbe un errore di deriva $\varepsilon_d = 0{,}05$, pari ad un errore percentuale del *5%*.

La tensione di sbilanciamento v_d può, per pura convenzione, considerarsi derivata da un'ipotetica tensione d applicata all'ingresso ed amplificata dall'amplificatore; si può cioè porre:

$$v_d = A\,d \quad . \tag{3}$$

Con tale posizione la (1) si può scrivere:

$$\varepsilon_d = \left| \frac{v_d}{A\,E_i} \right| = \left| \frac{A\,d}{A\,E_i} \right| = \left| \frac{d}{E_i} \right| . \tag{4}$$

L'ipotetica tensione d, che ha manifestamente l'espressione:

$$d = \frac{v_d}{A} . \tag{5}$$

si denomina tensione di sbilanciamento riportata all'ingresso o, più spesso, *deriva riportata all'ingresso*; la formula (4) può allora esprimersi dicendo che l'*errore di deriva* è, ad ogni istante, pari al rapporto fra la *deriva riportata all'ingresso* e l'effettiva tensione d'ingresso E_i.

Per convenzione la deriva riportata all'ingresso, $d = v_d/A$, si assume normalmente come misura dell'effetto di deriva di un amplificatore. Così, dire che un amplificatore ha, ad un certo istante, una deriva riportata all'ingresso di *50* μV, significa che la tensione che si ha in uscita per effetto di deriva (*tensione di sbilanciamento*) è identica alla tensione che sarebbe prodotta da un segnale d'ingresso di *50* μV; ancora, se si dice, ad esempio, che la deriva di un amplificatore riportata all'ingresso non supera entro un'ora *10* mV significa che la tensione che si ha in uscita a causa dei fenomeni di deriva non supera mai, entro un'ora di osservazione, la tensione che sarebbe prodotta da un generico segnale di ± 10 mV all'ingresso.

La caratterizzazione della deriva mediante la tensione d'ingresso $d = v_d/A$ è molto utile per l'applicazione pratica degli amplificatori per tensioni continue. Ad esempio, sapere che la deriva di un amplificatore riportata all'ingresso è, in un'ora, al massimo *10* mV, permette di stabilire che, se detto amplificatore deve operare con segnali d'ingresso dell'ordine del decimo di volt, l'errore che l'effetto di deriva può produrre in uscita in un'ora, senza regolare l'azzeramento è, al massimo, dell'ordine del *10%* ($\varepsilon_d = 10^{-2}/10^{-1} = 10^{-1}$); ma se i segnali da amplificare fossero

dell'ordine di grandezza di *10* mV è chiaro che il segnale utile in uscita sarebbe così mascherato dall'effetto di deriva da rendere l'amplificatore stesso inutilizzabile.

La deriva è veramente il problema più grave degli amplificatori a collegamento diretto ed ogni sforzo viene dai tecnici rivolto al tentativo di ridurla al massimo grado. Passeremo qui in rassegna le principali cause della deriva ed indicheremo i vari accorgimenti normalmente adottati per ridurne al minimo gli effetti.

Una causa ovvia di deriva è la variazione del valore delle tensioni di alimentazione e di polarizzazione degli elettrodi dei tubi e dei transistori; il rimedio è quello di usare tensioni molto stabili, ottenute con alimentatori *a stabilizzazione elettronica* (Vol. I, Cap. XIV, nn. 6-8).

Un altra causa, chiaramente comprensibile, è la spontanea variazione che il valore delle resistenze impiegate nell'amplificatore subisce nel tempo: il rimedio è quello di usare resistori di costruzione così curata da garantire la massima stabilità. Si provvede poi a far lavorare i resistori con correnti assai minori di quelle che competerebbero alla massima potenza che essi sono in grado di dissipare, onde evitare le variazioni di resistenza dovute al riscaldamento.

Negli amplificatori a tubi una causa di deriva assai grave è la modificazione spontanea della struttura interna dei tubi e specialmente la variazione dell'emissione del catodo. Si trova un rimedio a questi inconvenienti usando tubi di costruzione particolarmente curata e che abbiano subìto un processo di invecchiamento di un centinaio di ore (durante il quale si verificano le variazioni più forti della struttura e del potere emittente del catodo). Un rimedio sostanziale è poi l'impiego degli *amplificatori differenziali* (Cap. IV) al posto degli ordinari amplificatori: ce ne renderemo conto nel paragrafo successivo. Le variazioni della tensione di accensione dei filamenti sono pure una causa molto grave di deriva perchè si traducono in variazioni di emissione da parte del catodo. Impedire forti variazioni della tensione di accensione e l'uso degli amplificatori differenziali — di cui diremo nel prossimo numero — sono i rimedi impiegabili per ridurre la deriva. Un'altra complessa causa di deriva è la *corrente di griglia*; nonostante, infatti, che la tensione fra griglia e catodo sia sempre mantenuta negativa, è possibile lo stabilirsi di una corrente di griglia dovuta sia agli ioni positivi che si producono entro il tubo non perfettamente vuotato, sia agli elettroni che (specialmente se il valore assoluto della tensione negativa di polarizzazione è molto pic-

colo) *cadono* sulla griglia. Si tratta sempre di correnti debolissime, ma dato che le resistenze nei circuiti di griglia sono molto grandi, esse possono dar luogo a tensioni di griglia non trascurabili. E poichè le correnti, ioniche od elettroniche, hanno il carattere di grande variabilità, anche le tensioni che da esse derivano sono fluttuanti e da ciò proviene l'effetto di deriva. L'impiego, specialmente nei primi stadi, di tubi con correnti di griglia piccolissime ed una saggia scelta del valore della tensione di polarizzazione sono i rimedi normalmente usati per minimizzare questo tipo di deriva ([15]).

Negli amplificatori a transistori la causa più grave di deriva è lo scorrimento del punto di riposo prodotto dalle variazioni di temperatura (Vol. I, Cap. X, n. 14): ricordiamo, infatti, che ogni variazione di tempeperatura provoca variazioni del numero di *portatori di minoranza* (elettroni nei transistori *p-n-p*, lacune in quelli *n-p-n*) che dal collettore fluiscono entro la base. La variazione della corrente di base da ciò causata provoca variazioni amplificate della corrente di collettore e quindi della tensione corrispondente. A parte i possibili mezzi già noti per la stabilizzazione dei singoli stadi (Vol. I, Cap. X, n. 14) e le cure per limitare al massimo le variazioni di temperatura, il rimedio fondamentale è ancora l'uso di amplificatori differenziali (Cap. IV) con le modalità che vedremo nel numero seguente.

Nella maggior parte delle applicazioni la deriva di un amplificatore attuato nel modo semplicistico della figura 14 risulterebbe inaccettabile; risultati nettamente superiori si ottengoon usando in tutti, od in alcuni degli stadi, quegli *amplificatori differenziali* che abbiamo studiato nel Cap. IV.

6. — **Uso degli amplificatori differenziali per ridurre la deriva.**

Nel Cap. IV abbiamo imparato a conoscere due tipi di amplificatori — attuati ciascuno con una coppia di tubi o transistori accoppiati di emettitore — che hanno segnali d'uscita proporzionali alla differenza dei due segnali applicati ai due ingressi (griglie o basi); gli schemi dei

---

([16]) - A queste sorgenti principali di deriva se ne aggiungono altre casuali e difficilmente precisabili: per esempio, tensioni continue che risultano applicate nei circuiti di griglia per qualche fortuita dispersione da parte di circuiti a tensione più forte, esistente nelle immediate adiacenze.

due *amplificatori differenziali ad accoppamenti di emettitore* sono ridisegnati nella figura 15 e nella figura 16. Per il loro funzionamento corretto i tubi ed i transistori di ciascun amplificatore devono essere uguali

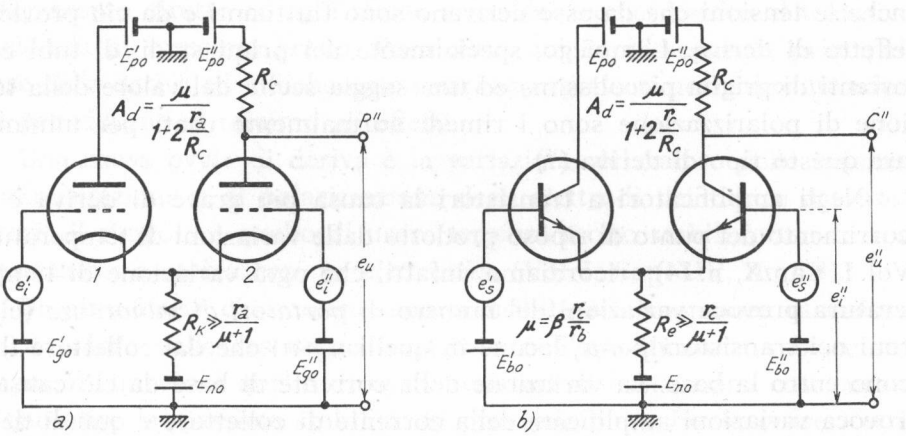


Fig. 15 — Amplificatore differenziale dissimmetrico a tubi ed a transistori.

ed operare nelle medesime condizioni; devono poi essere soddisfatte le condizioni indicate in ciascuno schema e nella misura in cui ciò avviene

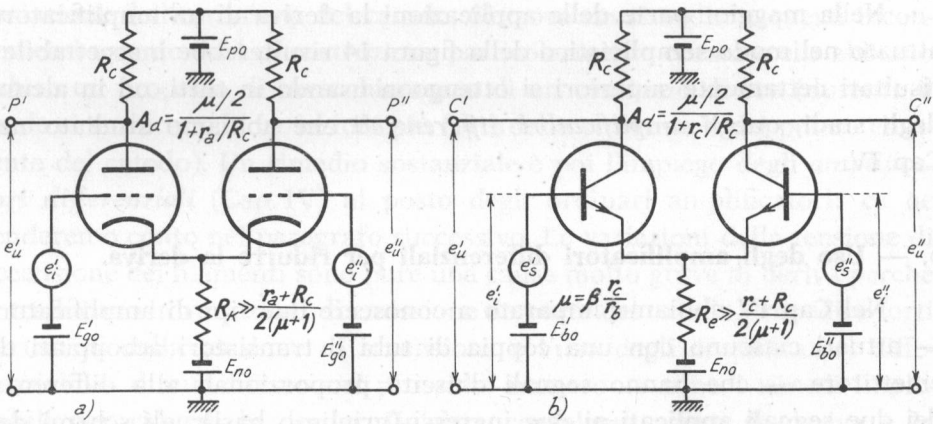


Fig. 16 — Amplificatore differenziale simmetrico ad accoppiamento di emettitore.

— cioè quanto più grandi sono R_k ed R_e — tanto più vicino al funzionamento differenziale ideale è il loro comportamento.

Nell'amplificatore della figura 15 (amplificatore differenziale dissim-

metrico) ai due segnali d'ingresso e_i', e_i'' corrisponde un unico segnale d'uscita, espresso da:

$$(1) \qquad e_u \cong A_d (e_i' - e_i'') \ ,$$

con A_d avente l'espressione indicato in figura (Cap. IV, n. 5). Nel tipo della figura 16 (amplificatore differenziale simmetrico) si hanno, invece, due segnali d'uscita, uguali fra loro ma di segno opposto (*uscita bilanciata*), espressi da:

$$(2) \qquad e_u' = A_d (e_i'' - e_i') \quad , \quad e_u'' = A_d (e_i' - e_i'') \ ,$$

con A_d avente l'espressione indicata nei due schemi di figura (Cap. IV, n. 7).

Importanti casi particolari dei due tipi di amplificatori sono quelli in cui uno dei due segnali d'ingresso è nullo (ad esempio, $e_i'' = 0$), oppure in cui i due segnali d'ingresso sono eguali e di segno opposto. Nel primo caso ($e_i'' = 0 \, , e_i' = e_i$) si ha, rispettivamente per i due tipi di amplificatori:

$$(3) \qquad e_u = A_d e_i \quad , \quad e_u'' = - e_u' = A_d e_i \ ;$$

nel secondo caso ($e_i' = - e_i'' = e_i$) si ha invece:

$$(4) \qquad e_u = 2 A_d e_i \quad , \quad e_u'' = - e_u' = 2 A_d e_i \ .$$

Abbiamo fatto osservare nel Cap. IV (nn. 5, 7, 9) che in ogni caso i segnali d'uscita dei due amplificatori, *in condizioni ideali*, non risentono alcun effetto se *un medesimo* segnale disturbante è applicato ai due ingressi o, più generalmente, se una *medesima* variazione si produce nelle tensioni degli elettrodi dei due tubi o transistori: è appunto questa proprietà che consiglia l'impiego dei sopradetti circuiti nell'attuazione degli amplificatori per tensioni continue. Per compredere il motivo di ciò consideriamo l'amplificatore per tensioni continue indicato nella figura 17, costituito da due stadi ad uscita differenziale collegati in cascata col metodo del partitore resistivo e della controtensione (n. 2).

Il primo stadio è del tipo *a*) della figura 16 con un solo segnale di entrata e_i ; esso ha due segnali d'uscita, uguali e di segno opposto, di valore:

$$(5) \qquad e_{u1}' = - A_{d1} e_i \quad , \quad e_{u1}'' = A_{d1} e_i \ ,$$

dove A_{d1} ha l'espressione indicata nella figura 16 *a*). I due segnali d'uscita

sono applicati alle griglie del secondo stadio col metodo del partitore resistivo e della controtensione (n. 2, fig. 5). Detto a il rapporto di partizione dei partitori (nn. 1, 2), i due segnali d'ingresso del secondo stadio risultano:

$$(6) \qquad e'_{i2} = a\, e'_{u1} = -a\, A_{d1}\, e_i \quad , \quad e''_{i2} = a\, A_{d1}\, e_i \; .$$

Il secondo stadio è del tipo a) della figura 15 ed ai due segnali (6)

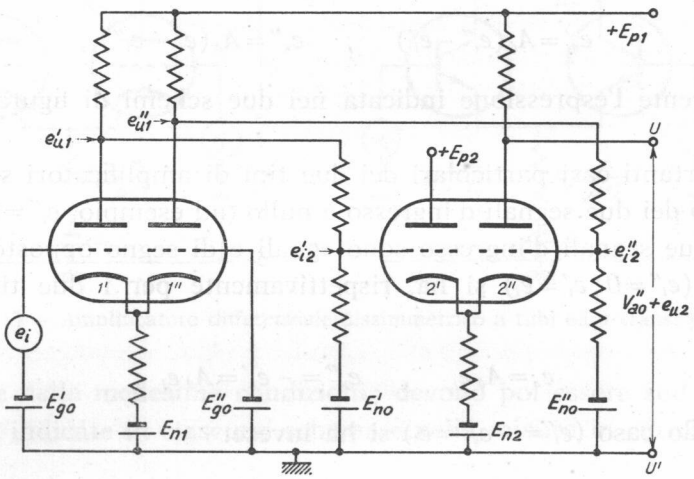


Fig. 17 — Esempio di amplificatore a due stadi differenziali.

fa corrispondere un unico segnale d'uscita e_{u2}, che ha l'espressione:

$$(7) \qquad e_{u2} = A_{d2}\,(e'_{i2} - e''_{i2}) = -2\,a\,A_{d2}\,A_{d1}\,e_i \; ,$$

essendo A_{d2} l'amplificazione del secondo stadio espresso dalla formula contenuta nella figura 15 a); in definitiva il complesso dei due stadi è un amplicatore che ha un solo segnale d'ingresso e_i ed un solo segnale d'uscita e_{u2} e che manifesta un'amplificazione $A_d = 2\,a\,A_{d1}\,A_{d2}$.

Per quanto riguarda l'effetto di deriva osserviamo che entrambi gli stadi sono insensibili a variazioni che avvengono simultaneamente, con la medesima entità, su ciascuna coppia di griglie: pertanto se E'_{go}, E''_{go} sono ottenute dalla medesima sorgente di alimentazione continua, le sue eventuali variazioni vengono risentite egualmente dalle due griglie e non producono effetto in uscita; cosa identica può ripetersi per E'_{no} ed E''_{no}. Ancora, se le tensioni di alimentazione subiscono delle fluttuazioni, le tensioni anodiche di riposo dei triodi $1'$ ed $1''$ subiscono identiche varia-

zioni: tali variazioni si traducono in variazioni uguali fra loro delle tensioni di griglia dei triodi *2'* e *2''* e non producono alcun effetto in uscita. Anche per ciò che riguarda le variazioni delle tensioni di riscaldamento dei catodi i due stadi risultano teoricamente insensibili. Si trova infatti (e noi ne accenneremo le ragioni in appendice al paragrafo) che ogni variazione dell'emissione catodica d'un tubo produce nel circuito anodico le stesse variazioni di corrente e di tensione che sarebbero prodotte da una variazione di tensione di griglia: l'ordine di grandezza della variazione equivalente della tensione di griglia è di $\pm 0{,}1$ V per una variazione del *10%* in più o in meno della tensione di accensione. Allora se i due triodi di ciascuno stadio sono praticamente uguali fra loro (meglio se essi fanno parte di un tubo doppio, come è indicato nella figura 17, perchè in tal modo sono di costruzione più uniforme ed hanno una medesima *vita*) ed identica è la tensione del filamento riscaldatore, ad ogni variazione della tensione di accensione si ha *una medesima* variazione equivalente della tensione di griglia, la quale, come si è detto, risulta senza effetto sulle uscite.

Le medesime considerazioni valgono per gli amplificatori a transistori; se per ogni stadio si ha una coppia di transistori uguali ([17]), ogni variazione delle tensioni di alimentazione e polarizzazione non produce teoricamente alcun effetto in uscita. Se poi si ha l'avvertenza di collegare gli involucri dei due transistori di ciascuna coppia ad un unico supporto termicamente conduttore, che ne assicuri l'eguaglianza delle temperature, anche le variazioni di temperatura risultano teoricamente senza effetto in uscita: nei due transistori, infatti, esse si traducono in eguali slittamenti del punto di riposo, della stessa natura di quelli che sarebbero prodotti da uguali variazioni delle correnti di base, che danno appunto effetto nullo all'uscita.

Naturalmente tutto quanto si è detto vale in condizioni del tutto ideali: all'atto pratico la non perfetta identità dei due tubi o transistori di ciascuno stadio e dei componenti circuitali, oltre alle inevitabili diseguaglianze delle temperature dei transistori, faranno sì che esista tuttora un effetto di deriva, ma esso risulta molto più piccolo di quello che si avrebbe se l'amplificatore (con identica amplificazione) fosse attuato con

([17]) - I fabbricanti di transistori forniscono coppie di transistori selezionati appositamente per l'attuazione di amplificatori differenziali; qualche volta i due transistori sono contenuti entro un unico involucro contenitore.

stadi non differenziali. Il circuito della figura 17 non è che un semplice esempio schematico di amplificatore attuato con stadi ad uscita differenziale; nel paragrafo seguente esamineremo più in generale gli amplificatori attuati col medesimo metodo dando anche elementi pratici sulla loro reale costituzione.

EFFETTO DELLE VARIAZIONI DELL'EMISSIONE CATODICA. Se si collega la placca di un diodo al catodo tramite un microamperometro (fig. 18 *a*) si nota un passaggio di corrente anodica che fluisce dalla placca al catodo come se fra anodo e catodo esistesse una differenza di potenziale positiva. In realtà, pur non essendo applicata dall'esterno, una differenza di potenziale esiste fra anodo e catodo e deriva dalla diversa costituzione delle sostanze che formano la superficie catodica ed anodica ([18]). Esercita un effetto concomitante il fatto che gli elettroni escono dal catodo con velocità non nulla ed un certo numero di essi raggiunge la placca anche se questa ha tensione nulla. Per questi due fenomeni tutto avviene come se in serie al circuito (fig. 18 *b*) esistesse una f.e.m. E_{eq} che sperimentalmente si trova essere dell'ordine del volt.

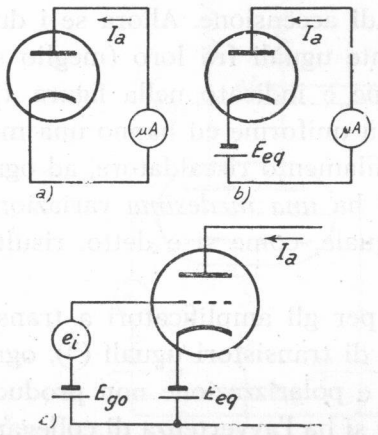


Fig. 18 — F. e. m. equivalente alla differenza di potenziale di contatto ed alla velocità iniziale degli elettroni emessi dal catodo.

Se la temperatura del catodo subisce delle variazioni, la corrente anodica varia, non tanto perchè varia il numero di elettroni emessi dal catodo ([19]), quanto perchè varia il valore della sopradetta f.e.m. equivalente E_{eq} a causa della variazione della velocità con cui gli elettroni escono dal catodo: sperimentalmente si trova che nei tubi ordinari variazioni in più o in meno del 10% della corrente di accensione del filamento provocano variazioni dell'ordine di $\pm 0{,}1$ V della f.e.m. equiva-

([18]) - Trattasi di quella differenza di potenziale che, quando due metalli sono a contatto fra loro produce la ben nota f. e. m. di contatto (effetto Volta).

([19]) - Sappiamo infatti (Vol. I, Cap. IV, n. 8) che quando l'emettitore è circondato dalla carica spaziale elettronica la corrente anodica dipende solo dalla tensione anodica e non dalla temperatura.

lente E_{eq}. Naturalmente il fenomeno sussiste anche quando fra placca e catodo è posta una differenza di potenziale esterna: la corrente ha allora il valore che compete all'effettiva differenza di potenziale fra placca e catodo tenendo conto di E_{eq}.

Situazione analoga a quella che si ha nel diodo si ha pure nel circuito griglia-catodo dei triodi: in questo caso la differenza di potenziale provocata esternamente fra griglia e catodo (tensione di polarizzazione e segnale) è tale da non far passare corrente di griglia. Ma la f.e.m. equivalente E_{eq} (fig. 18 *c*) esercita egualmente il suo effetto, in quanto concorre con le f.em. esterne a stabilire l'effettivo valore della differenza di potenziale fra griglia e catodo, da cui dipende il valore della corrente anodica; ne deriva che ogni variazione di E_{eq}, provocata da variazioni della temperatura catodica, provoca una corrispondente variazione della corrente anodica.

Per quanto riguarda gli amplificatori differenziali della figure 15 e 16, se i tubi fossero perfettamente uguali darebbero luogo a due f.e.m. equivalenti E_{eq} eguali nei due circuiti griglia-catodo; uguali risulterebbero quindi anche le loro variazioni prodotte dalle variazioni della tensione di accensione, per cui l'effetto in uscita risulterebbe nullo. Naturalmente le inevitabili disimmetrie fanno sì che le due f.e.m. E_{eq} non siano esattamente uguali e non subiscano identiche variazioni, per cui la compensazione non risulta completa.

7. — Elementi pratici riguardanti l'alimentazione e la polarizzazione degli amplificatori per tensioni continue.

Nell'amplificatore schematizzato nnella figura 17 compaiono, oltre alle sorgenti di alimentazione anodica, quattro sorgenti continue per la porizzazione delle griglie: manifestamente troppe per un amplificatore a due stadi anche se, come è facile comprendere, E'_{go} ed E''_{go} coincidono fra loro e così pure E'_{ao} ed E''_{ao}. Oltre a ciò il segnale d'ingresso risulta applicato alla griglia in serie alla batteria di polarizzazione E'_{go}, cosa generalmente inattuabile, perchè il segnale d'ingresso è di solito riferito a massa; al segnale d'uscita, poi, è sovrapposta la tensione continua di riposo V''_{ao}, il che è normalmente inaccettabile.

È però possibile, con una conveniente scelta degli elementi circuitali e delle condizioni di lavoro, provvedere a tutte le alimentazioni ed alle varie polarizzazioni con due sole sorgenti di f.e.m. continua. Un esempio

pratico di come ciò possa attuarsi è indicato nelle figure 19 e 20, relative al primo ed al secondo stadio dell'amplificatore della figura 17: le uniche sorgenti di alimentazione sono i due alimentatori E_{po} ed E_{no} di f.e.m. uguali a *200* V, aventi l'uno il morsetto negativo e l'altro quello positivo connessi a massa. Nel primo stadio (fig. 19) si utilizza un doppio triodo *12 AX7* nelle seguenti condizioni di riposo ([20]) $V_{ako}=80$ V, $V_{gko}=-1$ V, $I_{ao}=0{,}3$ mA, a cui corrisponde $\mu=100$, $r_a=62\,\text{k}\Omega$, $g_m=1{,}6$ mA/V.

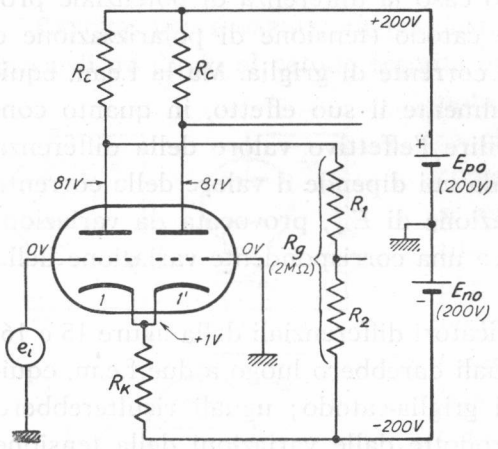


Fig. 19 — Alimentazione con due soli alimentatori del primo stadio dell'amplificatore di figura 17.

Siccome, a riposo, la griglia del primo triodo risulta a massa e la griglia del secondo è a massa in permanenza, il *potenziale* di riposo del catodo deve avere il valore $+1$ V onde la *differenza di potenziale* fra griglia e catodo risulti $V_{gko}=-1$ V. Poichè l'estremo inferiore della resistenza R_k si trova al potenziale -200 V occorre che R_k abbia un valore tale da provocare una caduta di potenziale di *201* V, onde l'estremo superiore abbia il potenziale $+1$ V; in R_k, a riposo, circola la somma delle correnti anodiche di riposo dei due tubi che è $2I_{ao}=0{,}6$ mA e pertanto dovrà essere:

$$(1) \qquad R_k=\frac{201}{2I_{ao}}=\frac{201}{0{,}6\cdot 10^{-3}}=33{,}5\cdot 10^4\,\Omega\ .$$

Se si vuole che la tensione anodica di ciascun tubo abbia, a riposo, il prefissato valore $V_{ako}=80$ V, poichè il catodo ha il potenziale di $+1$ V, occorre che le placche abbiano, a riposo, il potenziale $+81$ V; le resistenze R_c, che hanno all'estremo superiore il potenziale $E_{po}=+200$ V, devono perciò essere tali da provocare una caduta di *119* V. Osserviamo che in ciascuna resistenza R_c circola, a riposo, sia la corrente anodica $I_{ao}=0{,}3$ mA sia la corrente I_r che fluisce nel partitore resistivo, avente

([20]) - Un esempio del tutto analogo, ma coi tubi operanti in condizioni di riposo diverse, è stato svolto per esercizio nel Cap. IV alla fine del n. 7.

all'estremo inferiore il potenziale -200 V; scelto per $R_g = R_1 + R_2$ il valore 2 MΩ, poichè la differenza di potenziale ai capi del partitore è $+81 - (-200) = 281$ V, la corrente in ciascun particolare risulta:

$$(2) \qquad I_r = \frac{281}{R_g} = \frac{281}{2 \cdot 10^6} = 0{,}14 \cdot 10^{-3} \text{A} \ .$$

La corrente che complessivamente percorre ciascuna resistenza R_c è perciò $I_{ao} + I_r = 0{,}44$ mA; perchè essa produca la voluta caduta di potenziale di 119 V deve essere:

$$(3) \qquad R_c = \frac{119}{0{,}44 \cdot 10^{-3}} \cong 270 \cdot 10^3 \ \Omega \ .$$

Il primo stadio risulta con ciò correttamente quotato ([27]); la scelta dei valori di R_1 ed R_2 dipenderà dal valore del potenziale di griglia del secondo stadio che calcoleremo successivamente.

Nella figura 20 è mostrato come, coi medesimi alimentatori E_{po} ed E_{no}, può essere attuato il secondo stadio dell'amplificatore della figura 17 in modo che il potenziale anodico del secondo tubo abbia valore di riposo uguale a zero e fra il punto M e massa si abbia così l'effettiva tensione d'uscita e_u. Il tubo usato è il doppio triodo *12 AU7* nelle seguenti condizioni di riposo: $V_{ako} = 65$ V, $V_{gko} = -1$ V, $I_{ao} = 4{,}5$ mA, a cui corrisponde $\mu = 19{,}5$, $r_a = 625$ kΩ, $g_m = 3{,}1$ mA/V. Dovendo la placca del secondo triodo avere a riposo il potenziale zero, il catodo deve avere

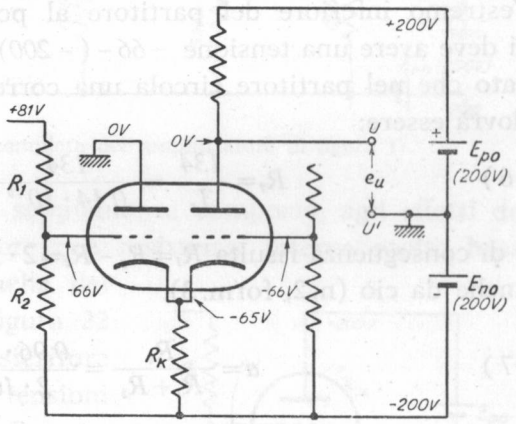


Fig. 20 — Secondo stadio dell'amplificatore di figura 17.

([21]) - Nel n. 6 si è detto che condizione necessaria affinchè l'amplificatore considerato operi correttamente è che risulti soddisfatta la diseguaglianza contenuta nella fig. 16 *a*), a cui si può dare la forma $2 R_k (\mu + 1) \gg R_c + r_a$. Nel caso attuale, coi valori sopra calcolati, risulta $2 R_k (\mu + 1) = 2 \cdot 33{,}5 \cdot 10^4 \cdot 101 \cong 667 \cdot 10^5$ e $R_c + r_a = 270 \cdot 10^3 + 62 \cdot 10^3 = 332 \cdot 10^3$; si ha pertanto $2 R_k (\mu + 1) \cong 200 (R_c + r_a)$ e la diseguaglianza può considerarsi sufficientemente soddisfatta.

il potenziale -65 V (onde risulti $V_{ako}=65$ V) e la griglia il potenziale -66 V (affinchè sia $V_{gko}=-1$); la placca del primo triodo dovendo essere a potenziale fisso uguale a zero (per potere operare nelle medesime condizioni del secondo triodo) è senz'altro connessa a massa. Le resistenze R_c ed R_k — percorse, la prima dalla corrente $I_{ao}=4{,}5$ mA e la seconda da corrente doppia $2I_{ao}=9$ mA — devono provocare rispettivamente una caduta di 200 V e di 135 V ($-65-[-200]=135$) e pertanto avranno i valori:

$$(4) \qquad R_c=\frac{200}{I_{ao}}=\frac{200}{4{,}5\cdot 10^{-3}}=44\cdot 10^3\ \Omega\ ,$$

$$(5) \qquad R_k=\frac{135}{2I_{ao}}=\frac{135}{9\cdot 10^{-3}}=15\cdot 10^3\ \Omega\ (^{22}).$$

Le resistenze R_1, R_2 (la cui somma è $R_g=2$ MΩ), devono essere tali da provocare un potenziale di riposo di -66 V sulle griglie; essendo l'estremo inferiore del partitore al potenziale -200 V, ai capi di R_2 si deve avere una tensione $-66-(-200)=134$ V. Poichè si è poc'anzi trovato che nel partitore circola una corrente $I_r=0{,}14$ mA, il valore di R_2 dovrà essere:

$$(6) \qquad R_2=\frac{134}{I_r}=\frac{134}{0{,}14\cdot 10^{-3}}=960\cdot 10^3\ \Omega\ ,$$

e di conseguenza risulta $R_1=R_g-R_2=2\cdot 10^6-0{,}96\cdot 10^6=1{,}04\cdot 10^6\ \Omega$; deriva anche da ciò (n. 2, form. 3):

$$(7) \qquad a=\frac{R_2}{R_1+R_2}=\frac{0{,}96\cdot 10^6}{2\cdot 10^6}=0{,}48\ .$$

Il nuovo schema dell'amplificatore della figura 17, completamente quotato, è riportato nella figura 21: nello schema, la resistenza di carico anodica dell'ultimo triodo ha la possibilità di essere variata allo scopo di regolare il potenziale di riposo della placca. Con ciò è possibile fare in modo che il potenziale del morsetto U d'uscita sia zero quando il segnale d'ingresso è nullo: è, questa, la manovra di *azzeramento*, di cui si

---

(22) - Tale valore di R_k soddisfa abbastanza bene la diseguaglianza indicata nello schema *a*) della figura 15 (n. 6): $R_k \gg r_a/2\,(\mu+1)$. Nel caso attuale si ha infatti:

$$\frac{r_a}{2\,(\mu+1)}=\frac{6{,}25\cdot 10^3}{2\cdot 20{,}5}=152\ \Omega\ ,$$

che è cento volte minore di R_k.

è parlato nel n. 5, e che dovrà essere effettuata ogni volta che l'amplificatore viene messo in funzione ed anche durante il funzionamento, per correggere l'inevitabile deriva ([23]).

Normalmente il segnale d'uscita non viene applicato direttamente all'utilizzatore: è più conveniente servirsi, come intermediario, di un

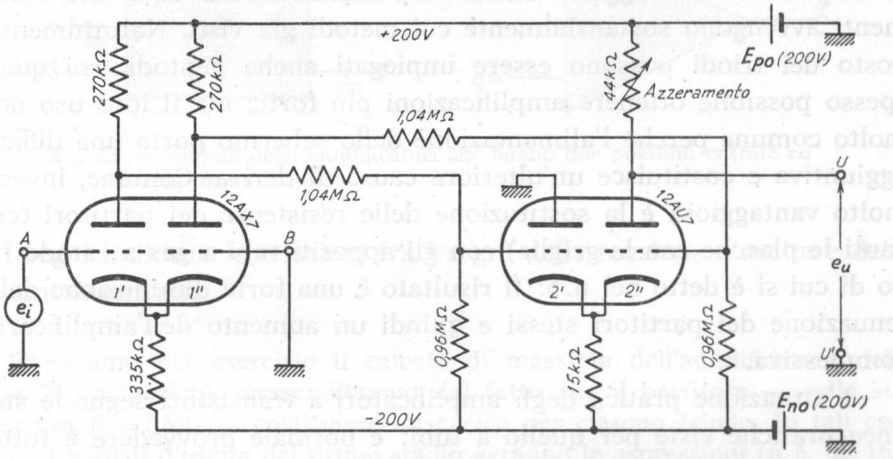


Fig. 21 — Schema quotato completo dell'amplificatore di figura 17.

trasferitore catodico che, come sappiamo, si comporta, agli effetti dell'utilizzatore, come un generatore con resistenza interna molto bassa e f.e.m. appena inferiore a quella del suo segnale d'ingresso. Nella figura 22 è mostrato lo schema di un trasferitore usato quale stadio d'uscita; le tensioni di alimentazione e la resistenza R_k sono scelti in modo che il potenziale catodico di riposo sia nullo, così che fra catodo e massa si abbia l'effettivo segnale di uscita e_u. Naturalmente il potenziale di riposo di griglia (ottenuto col metodo del partitore e della controtensione dallo stadio precedente) deve essere scelto in modo che fra griglia e catodo ci sia la voluta differenza di potenziale: nell'esempio indicato nella figura il

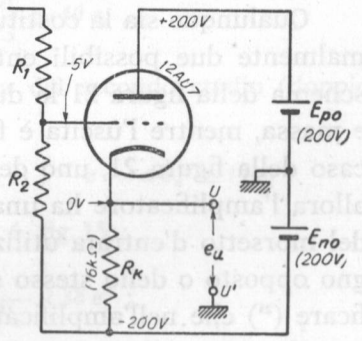


Fig. 22 — Stadio d'uscita attuato con trasferitore catodico.

([23]) - Il calcolo dell'amplificatore è svolto per esercizio alla fine del paragrafo.

tubo usato è un triodo 12 *AU7* nelle seguenti condizioni di riposo $V_{ako} = 200$ V, $V_{gko} = -5$ V, $I_{ao} = 1{,}25$ mA.

Lo schema della figura 21, completo con quello della figura 22, non è che un esempio particolare ma è sufficientemente indicativo dalla costituzione degli amplificatori per tensioni continue a tubi: il numero di stadi può essere maggiore ma la loro alimentazione ed i loro collegamenti avvengono sostanzialmente coi metodi già visti. Naturalmente al posto dei triodi possono essere impiegati anche pentodi, coi quali è spesso possibile ottenere amplificazioni più forti; ma il loro uso non è molto comune perchè l'alimentazione dello schermo porta una difficoltà aggiuntiva e costituisce un'ulteriore causa di deriva. Comune, invece, e molto vantaggiosa è la sostituzione delle resistenze dei partitori (colleganti le placche con le griglie) con gli appositi tubi a gas a catodo freddo di cui si è detto nel n. 5: il risultato è una forte diminuzione dell'attenuazione dei partitori stessi e quindi un aumento dell'amplificazione complessiva.

L'attuazione pratica degli amplificatori a transistori segue le stesse linee pratiche viste per quello a tubi: è normale provvedere a tutte le alimentazioni ed alle varie polarizzazioni con due soli sorgenti di f.e.m. continue, E_{po} ed E_{no}, che forniscono rispettivamente le tensioni positive e le negative, generalmente dell'ordine di $10 \div 20$ V. L'uso dei diodi Zener (n. 5) per il collegamento fra i collettori di uno stadio e le basi del successivo, entrambi, normalmente, di tipo differenziale.

Qualunque sia la costituzione interna dell'amplificatore, esso ha normalmente due possibili entrate ed una sola uscita: ad esempio, nello schema della figura 21 le due entrate si hanno fra i due morsetti A e B e massa, mentre l'uscita è fra il morsetto U e massa. Spesso, come nel caso della figura 21, uno dei morsetti d'ingresso è collegato a massa ed allora l'amplificatore ha una sola entrata ed una sola uscita; a seconda del morsetto d'entrata utilizzato, il segnale d'uscita e_u può essere di segno opposto o dello stesso segno del segnale d'ingresso e_i. È facile verificare ([24]) che nell'amplificatore della figura 21, detta A l'amplificazione complessiva, si ha $e_u = -A\,e_i$, mentre si avrebbe $e_u = A\,e_i$ se il segnale fosse applicato al morsetto B ed il morsetto A fosse collegato a massa. Che se poi ai due ingressi fossero applicati due segnali e_i' ed e_i'', si avrebbe

([24]) - Si veda l'esercizio in fondo al paragrafo.

manifestamente $e_u = -A(e_i' - e_i'')$. Per indicare le varie possibilità degli amplicatori che — come quelli della figura 21 — hanno due possibili entrate (A, B) ed una sola uscita (U) si usano i simboli della figura 23, in

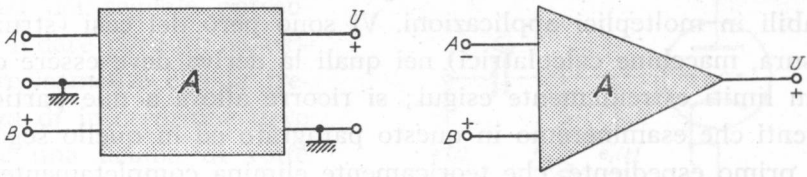


Fig. 23 — Simboli degli amplificatori che hanno due possibili entrate ed una sola uscita.

cui i segni indicano le relazioni fra i segni della tensione d'uscita e delle tensioni di entrata.

Eseguiamo per esercizio il calcolo di massima dell'amplificatore della figura 21; nel calcolo prescinderemo dal fatto che il partitore — colla sua resistenza $R_g = 2\ \text{M}\Omega$ — costituisce un carico per ciascun triodo. In tali condizioni i segnali d'uscita del primo stadio avranno le espressioni (n. 6, fig. 16):

$$e_u'' = -e_u' = A_{d1}\, e_i = \frac{\mu/2}{1 + r_a/R_c}\, e_i \ ;$$

sostituendo $\mu = 100$, $r_a = 62 \cdot 10^3\ \Omega$, $R_c = 270 \cdot 10^3\ \Omega$, si ottiene:

$$e_u'' = -e_u' = \frac{50\, e_i}{1 + 62/270} = \frac{50\, e_i}{1{,}23} \cong 40\, e_i \ .$$

Essendo $a = 0{,}48$, i segnali applicati alla griglia del secondo stadio (doppio triodo *12AU7*) risultano:

$$e_{i2}' = a\, e_u' = -a \cdot 40\, e_i = -0{,}48 \cdot 40\, e_i \cong -19\, e_i \quad , \quad e = a\, e_u'' \cong 19\, e_i \ .$$

Il segnale d'uscita avrà perciò l'espressione (n. 6, fig. 15):

$$e_u = A_{d2}(e_{i2}' - e_{i2}'') = -\frac{\mu}{1 + 2\, r_a/R_c} \times 38\, e_i \ ;$$

essendo $\mu = 19{,}5$, $r_a = 6{,}25 \cdot 10^3\ \Omega$, $R_c = 44 \cdot 10^3\ \Omega$, la precedente diviene:

$$e_u = -\frac{19{,}5}{1 + 12{,}5/44}\, 38\, e_i \cong 15 \cdot 38\, e_i \cong -570\, e_i \ .$$

L'amplificazione complessiva risulta pertanto $A \cong 570$ e, fra uscita ed entrata, si ha inversione di segno.

8. — Amplificazione di tensioni continue mediante loro conversione in tensioni alternate.

L'uso degli amplificatori differenziali e gli altri rimedi accennati nel n. 6 fanno sì che la deriva mantenga valori molto piccoli, del tutto tollerabili in molteplici applicazioni. Vi sono però dei casi (strumenti di misura, macchine calcolatrici) nei quali la deriva deve essere contenuta in limiti estremamente esigui; si ricorre allora a due particolari espedienti che esamineremo in questo paragrafo ed in quello seguente.

Il primo espediente, che teoricamente elimina completamente ogni deriva, è quello di convertire il segnale da amplificare $e(t)$ in una ten-

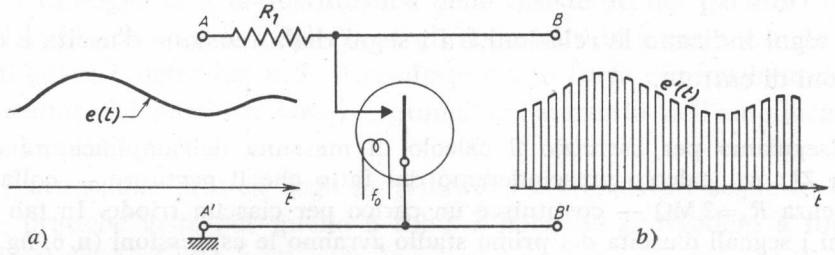


Fig. 24 — Conversione del segnale $e\ (t)$ in una successione di impulsi pseudorettangolari.

sione alternata e di amplificare questa con comuni amplificatori a resistenza e capacità: il collegamento a capacità evita che le variazioni delle tensioni di riposo giungano, amplificate, all'uscita dell'amplificatore, nel quale perciò non esiste deriva.

Il sistema più comune per la conversione del segnale $e(t)$ in una tensione alternata è schematizzato nella figura 24: il segnale da amplificare $e(t)$ (diagramma *a*) è applicato tramite una resistenza R_1 ad un interruttore a vibrazione che si chiude periodicamente sotto l'azione di un'elettrocalamita alimentata da una corrente alternata. La tensione di uscita, ai capi dell'interruttore vibrante — che è chiamato *chopper* ([25]) — è pari alla tensione applicata quando l'interruttore è aperto ed è nulla quando l'interruttore è chiuso: essa si riduce quindi ad una successione periodica di impulsi pseudorettangolari (diagramma *b*), aventi altezza pari all'intensità del segnale $e(t)$ nell'istante corrispondente. Manifesta-

([25]) - Si pronuncia *"ciopper„* e significa *tagliatore*: deriva dal verbo inglese *to chop* che significa tagliare in pezzetti, tagliuzzare.

mente tale successione possiede il carattere del segnale originario solo se la frequenza con cui l'interruttore si chiude è sufficientemente elevata di fronte alla rapidità di variazione del segnale da amplificare, perchè altrimenti molti particolari del segnale potrebbero andare perduti: si trova precisamente che la frequenza di interruzione deve essere una decina di volte superiore alla massima frequenza f_M contenuta nel segnale $e(t)$ ([26]).

La successione di impulsi ottenuta all'uscita del *chopper* è applicata, tramite un condensatore C_a, ad un normale amplificatore a resistenza e capacità (fig. 25 *a*, *b*); a valle del condensatore la successione di impulsi ha valore medio nullo ed è perciò una tensione alternata $e_1(t)$, di forma pseudorettangolare (fig. 25 *c*), la cui ampiezza E_1 ha valore proporzionale al segnale dato nell'istante corrispondente:

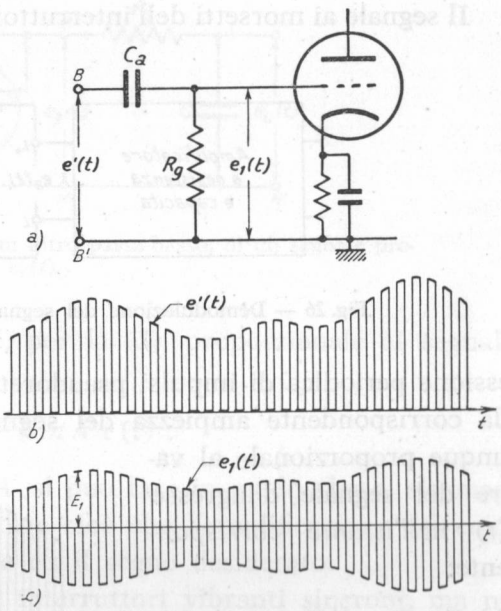


Fig. 25 — A valle del condensatore la successione periodica diviene una tensione alternata.

$$E_1 = m\, e(t) \ . \tag{1}$$

Essa viene amplificata dall'amplificatore fino a che la sua ampiezza ha raggiunto un valore prefissato $E_2 = A' E_1$; dopo di che essa viene *demodulata*, cioè riconvertita nel segnale continuo originario amplificato. La demodulazione viene normalmente compiuta ancora con l'uso di un interruttore vibrante sincrono al precedente (fig. 26), il quale cortocircuita l'uscita dell'amplificatore durante uno dei semiperiodi del segnale

([26]) - Sappiamo (Cap. I, n. 2) che ogni segnale può, entro un determinato intervallo di tempo, pensarsi la sovrapposizione di segnali sinusoidali e che, per un particolare tipo di segnale, è generalmente possibile stabilire quale sia la frequenza massima contenuta.

alternato; nella figura 27 è mostrato il segnale alternato amplificato $e_2(t)$ e la successione di impulsi ai morsetti MM' dell'interruttore vibrante nell'ipotesi che esso si chiuda in corrispondenza alle semionde positive di $e_2(t)$.

Il segnale ai morsetti dell'interruttore è dunque nuovamente una suc-

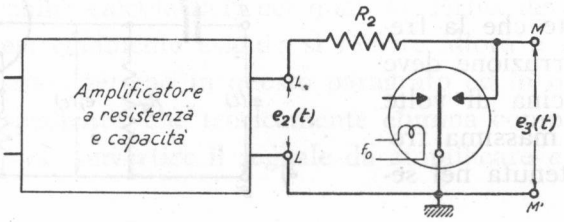


Fig. 26 — Demodulazione del segnale alternativo amplificato.

cessione periodica di impulsi pseudorettangolari la cui altezza E_3 è pari alla corrispondente ampiezza del segnale amplificato; l'altezza risulta dunque proporzionale al valore del segnale d'ingresso $e(t)$ *nell'istante corrispondente*:

$$(2)\quad E_3 = E_2 = A' E_1 = m A' e(t).$$

Poichè la durata di ciascun impulso è costante, la area degli impulsi risulta, come la loro altezza, proporzionale al segnale $e(t)$. Di conseguenza anche il *valor medio* e_m degli impulsi è proporzionale ad $e(t)$:

$$(3)\quad e_m = k E_3 = -k m A' e(t);$$

l'andamento del valor medio nel caso particolare considerato è indicato nella figura 27 *b*) dalla curva a tratto grosso.

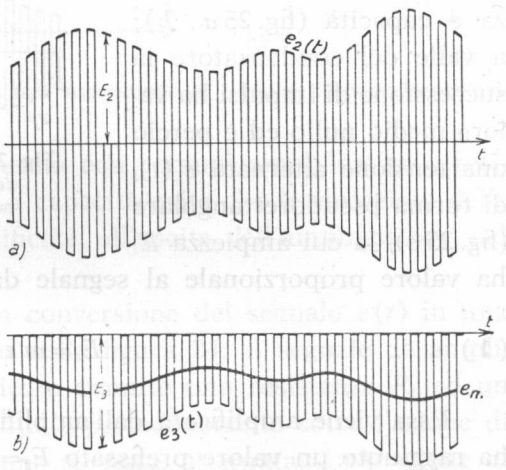


Fig. 27 — Segnale alternativo amplificato e tensione risultante ai morsetti dell'interruttore vibrante.

Ciò posto, la successione di impulsi $e_3(t)$ che si ha all'uscita dell'interruttore vibrante viene applicata ad un *filtro passa-basso* il quale elimina ogni oscillazione di frequenza superiore alla massima frequenza

f_M contenuta nel segnale originario $e(t)$. All'uscita del filtro — che normalmente è costituio da un partitore a resistenza e capacità disposto nel modo indicato nella figura 28 — si ha una tensione $e_u(t)$ continua,

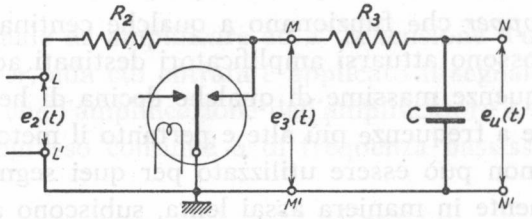


Fig. 28 — Estrazione, mediante un filtro passa-basso, di un segnale proporzionale al valor medio di $e_s(t)$.

pari al valor medio e_m e quindi, per la (3), proporzionale al segnale orginario $e(t)$:

$$(4) \qquad e_u(t) = -k\,m\,A'\,e(t) \ .$$

Scegliendo opportunamente A' si può fare in modo che e_u sia maggiore di $e(t)$ della quantità voluta e cioè che l'amplificazione del complesso $\pm A = k\,m\,A'$ abbia il valore ed il segno desiderato.

In pratica non si usano due interruttori vibranti sincroni, ma un unico *chopper* il quale provvede sia alla *modulazione* che alla *demodu-*

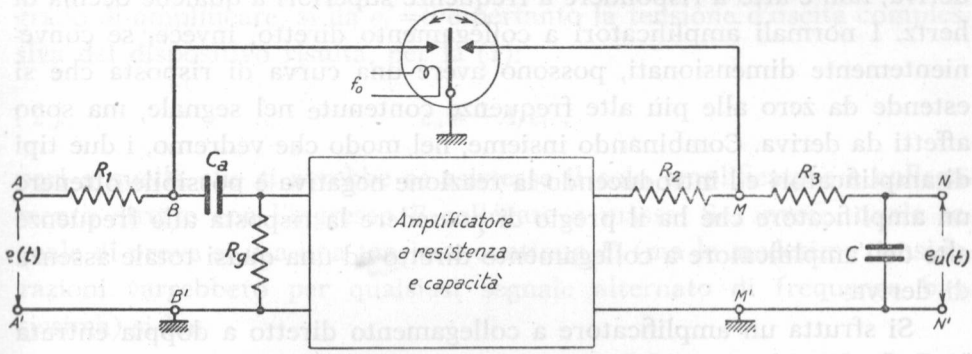


Fig. 29 — Schema di principio completo dell'amplificatore *a chopper*.

lazione: schematicamente l'interruttore vibrante è, per questo, costituito da una lamina connessa a massa che alternativamente chiude il contatto all'ingresso ed il contatto in uscita, come è indicato nella figura 29 nella quale è riportato lo schema generale di principio del sistema completo.

Il *chopper* funziona spesso alla frequenza di vibrazione $f_o = 50$ Hz e pertanto il dispositivo è in grado di amplificare solo segnali costanti o lentamente variabili; per ottenere risultati corretti occorre che il segnale non contenga componenti a frequenza superiore a circa 5 Hz. Si costruiscono anche *chopper* che funzionano a qualche centinaio di hertz, mediante i quali possono attuarsi amplificatori destinati ad amplificare segnali aventi frequenze massime di qualche decina di hertz; non è però possibile operare a frequenze più alte e pertanto il metodo di amplificazione descritto non può essere utilizzato per quei segnali che, pur variando generalmente in maniera assai lenta, subiscono anche variazioni piuttosto rapide ([27]).

9. — **Amplificatore per tensioni continue con stabilizzazione a chopper.**

In varie applicazioni i segnali da amplificare, pur variando in maniera assai lenta (tanto, come si è detto, da potere essere paragonati a tensioni continue,) subiscono a volte variazioni anche piuttosto rapide: occorre pertanto che la curva di risposta dell'amplificatore si estenda dalla frequenza zero (effettiva amplificazione di tensioni continue) a frequenze abbastanza alte, sia di ordine acustico che video. L'amplificatore *a chopper*, come si è detto, mentre è in grado di amplificare anche fortemente tensioni a frequenza zero o assai bassa, senza alcun effetto di deriva, non è atto a rispondere a frequenze superiori a qualche decina di hertz. I normali amplificatori a collegamento diretto, invece, se convenientemente dimensionati, possono avere una curva di risposta che si estende da zero alle più alte frequenze contenute nel segnale, ma sono affetti da deriva. Combinando insieme, nel modo che vedremo, i due tipi di amplificatori ed introducendo la reazione negativa è possibile ottenere un amplificatore che ha il pregio di possedere la risposta alle frequenze alte dell'amplificatore a collegamento diretto ed una quasi totale assenza di deriva.

Si sfrutta un amplificatore a collegamento diretto a doppia entrata (n. 7, fig. 23) ed un amplificatore *a chopper*, fra loro collegati nel modo indicato nella figura 30. Sia A_l l'amplificazione dell'amplificatore a colle-

([27]) - Le cose cambiano notevolmente sostituendo i choppers elettromeccanici con sistemi elettronici a scatto, attuati con transistori. Con tali sistemi, che si stanno diffondendo nella tecnica, può raggiungersi praticamente qualunque frequenza.

gamento diretto, supposta costante per tutta la banda delle frequenze che interessano il segnale; la tensione d'uscità avrà allora il valore:

$$(1) \qquad e_u = A_1 (e_i' - e_i) \ ,$$

essendo e_i il segnale da amplificare ad e_i' la tensione d'uscita dell'amplificatore *a chopper*, alla cui entrata è applicato il segnale da amplificare e_i. Supponiamo che l'amplificazione dell'amplificatore *a chopper* sia $-A_o$ per tensioni d'ingresso continue o di frequenza bassissima, mentre sia

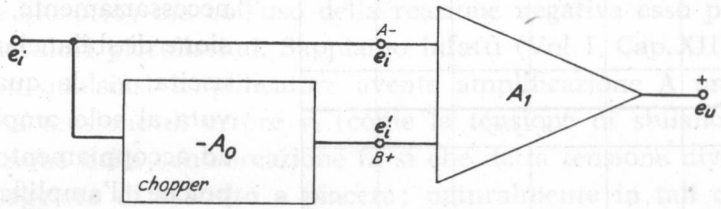


Fig. 30 — Schema di principio della stabilizzazione mediante chopper degli amplificatori a collegamento diretto: $-A_o$ è l'amplificatore a chopper, A_1 è l'amplificatore a collegamento diretto.

nulla per frequenze superiori a qualche hertz (o anche solo frazioni di hertz).

In tali condizioni se, per la prova del dispositivo, si usa un segnale e_i di frequenza appena superiore a quelle che l'amplificatore *a chopper* è in grado di amplificare, si ha $e_i' = 0$ e pertanto la tensione d'uscita complessiva del dispositivo risulta, per la (1):

$$(2) \qquad e_u = -A_1 e_i \ ,$$

pari a quella che si avrebbe se esistesse il solo amplificatore a collegamento diretto con l'ingresso B collegato a massa. Se, invece, quale segnale di prova si usa una tensione continua E_i (ma le medesime considerazioni varrebbero per qualsiasi segnale alternato di frequenza bassissima) si ha:

$$(3) \qquad e_i = E_i \quad , \quad e_i' = -A_o E_i \ ,$$

e pertanto la tensione d'uscita del complesso risulta, per la (1):

$$(4) \qquad e_u = A_1 (A_o E_i - E_i) = -A_1 (A_o + 1) E_i \ .$$

Il complesso si comporta quindi come un amplificatore che ha amplifica-

zione $A = A_1 (A_0 + 1)$ a frequenza zero ed a frequenze bassissime ed amplificazione $A = A_1$ alle frequenze più alte (per le quali l'amplificatore *a chopper* ha amplificazione nulla); a titolo di esempio, nella figura 31 è indicata la curva di risposta di un amplificatore attuato col metodo della figura 30 nelle condizioni $A_0 = 50$, $A_1 = 3 \cdot 10^4$ ([28]).

Ciò posto, esaminiamo l'amplificatore, realizzato col criterio indicato, dal punto di vista della deriva: esiste anche in questo amplificatore, necessariamente, una tensione di sbilanciamento in uscita, v_d, la quale è dovuta al solo amplificatore ad accoppiamento diretto, poichè l'amplificatore *a chopper* è privo di deriva. Sappiamo che per caratterizzare la deriva si considera quella tensione d che, applicata all'ingresso in assenza di segnale utile, produce in uscita, per effetto dell'amplificazione, la tensione v_d (n. 5); la *deriva riportata all'ingresso* d è dunque pari a v_d divisa per l'amplificazione dell'amplificatore. Poichè v_d può considerarsi come una tensione continua o variabile in maniera lentissima, l'amplificazione da prendere in considerazione è quella a frequenza zero, cioè $A = A_1 (A_0 + 1)$; si ha dunque:

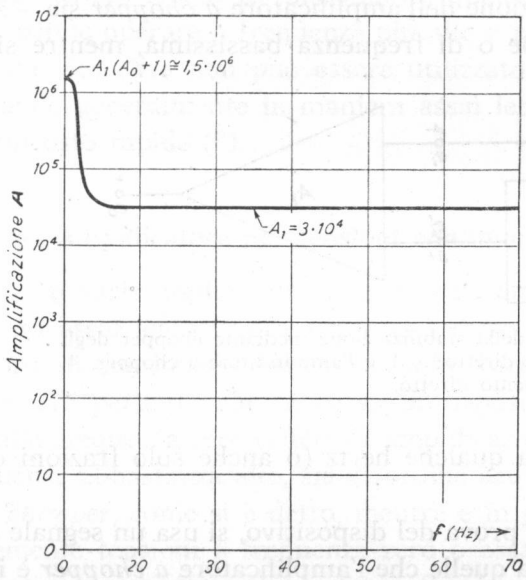


Fig. 31 — Curva di risposta di un amplificatore attuato col metodo di figura 30.

$$(5) \qquad d = \frac{v_d}{A_1 (A_0 + 1)} .$$

Nell'amplificatore a collegamento diretto originario, a pari tensione di sbilanciamento v_d, corrisponde un'amplificazione A_1 e perciò la *deriva riportata all'ingresso* risulterebbe v_d / A_1. L'uso dell'amplificatore *a chopper* consente dunque di ottenere un amplificatore che, pur avendo alle

([28]) - Si noti che la scala delle ordinate è logaritmica.

alte frequenze la risposta di un normale amplificatore a collegamento diretto ha, rispetto a questo, una *deriva riportata all'ingresso* (A_o+1) volte minore. A parità, quindi, di segnale d'ingresso l'amplificatore *stabilizzato a chopper* presenta un *errore di deriva* (n. 5) ε_d che è A_o+1 volte inferiore a quello dell'amplificatore a collegamento diretto originario.

L'effettivo sbilanciamento in uscita v_d dell'amplificatore stabilizzato *a chopper* non è, peraltro, diverso da quello dell'amplificatore a collegamento ordinario e quindi il beneficio di cui si è parlato può sembrare del tutto illusorio; ma coll'uso della reazione negativa esso può essere ridotto a valori piccolissimi. Sappiamo infatti (Vol. I, Cap. XIII, nn. 1-2) che se un qualsiasi amplificatore avente amplificazione A presenta in uscita una tensione di errore v_d (come la tensione di sbilanciamento), l'introduzione della controreazione fa sì che detta tensione divenga v_d/n con n maggiore di 1 scelto a piacere; naturalmente in tali condizioni l'amplificazione diviene A/n. Orbene, se nell'amplificatore avente una curva di risposta del tipo di quella della figura 31 si introduce una reazione negativa in corrispondenza alle frequenze bassissime, di entità tale da riportare l'amplificazione dal valore $A_1(A_o+1)$ al valore A_1, essa produrrà la stessa riduzione anche su v_d, così che l'effettiva tensione di sbilanciamento in uscita risulta ridotta nel medesimo rapporto ([29]). È possibile in tal modo ottenere un amplificatore che ha la desiderata risposta alle basse ed alle alte frequenze e contemporaneamente ha un effetto di deriva molto piccolo.

([29]) - Se la controreazione fosse applicata ad un amplificatore non stabilizzato *a chopper* (non presentante, quindi, l'esaltazione dell'amplificazione alle frequenze bassissime), la riduzione dello sbilanciamento sarebbe accompagnata da un'intollerabile diminuzione dell'amplificazione alle frequenze vicine allo zero.

CAPITOLO VIII

OPERAZIONI LINEARI SUI SEGNALI

1. — Generalità sulle operazioni che si compiono sui segnali: integrazione e derivazione.

Si è studiata nei capitoli precedenti quella che è la fondamentale delle operazioni sui segnali, l'amplificazione. Ma nella tecnica elettronica si richiedono spesso anche altri tipi di operazioni sui segnali che li rendono atti a svolgere particolari compiti. Le operazioni sui segnali possono distinguersi in due grandi categorie: a) *operazioni lineari*, compiute con circuiti lineari o portati a funzionare approssimativamente come tali; b) *operazioni non lineari*, che sfruttano il funzionamento non lineare dei tubi elettronici o di organi analoghi.

Rimandando alla Parte II lo studio dei circuiti non lineari ci occuperemo qui delle operazioni che è possibile produrre con circuiti lineari. Esse sono svariatissime ma noi studieremo unicamente le principali: in questo capitolo esamineremo la *derivazione*, *l'integrazione*, la *somma* e la *combinazione lineare*; nel capitolo successivo considereremo la *traslazione temporale* (ritardo) dei segnali.

Operare la derivazione o l'integrazione di un segnale $e_i(t)$, significa ottenere da questo un segnale $e_u(t)$ che sia uguale, o più generalmente proporzionale, alla sua derivata od al suo integrale rispetto al tempo:

$$(1) \qquad e_u(t)=a\frac{d\,e_i(t)}{dt} \quad , \quad e_u(t)=a\int e_i(t)\,dt \quad ,$$

essendo a un generico coefficiente di proporzionalità.

Se il segnale è sinusoidale:

$$(2) \qquad e_i(t)=E_i\,sen\,\omega t \quad ,$$

l'operazione di derivazione conduce al segnale sinusoidale:

$$(3) \qquad e_u(t) = a\,\omega\,E_i \cos \omega t = a\,\omega\,E_i \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right),$$

di ampiezza proporzionale ad ωE_i e sfasato di $\pi/2$ in anticipo; l'integrazione, invece, conduce al segnale sinusoidale:

$$(4) \qquad e_u(t) = -\,a\,\frac{E_i}{\omega} \cos \omega t = a\,\frac{E_i}{\omega} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right),$$

avente ampiezza proporzionale ad E_i/ω e sfasato di $\pi/2$ in ritardo. In notazione complessa la formula (3) si scrive:

$$(5) \qquad \overline{E}_u = a \cdot j\,\omega\,\overline{E}_i\ ,$$

mentre la formula (4) diviene:

$$(6) \qquad \overline{E}_u = a\,\frac{\overline{E}_i}{j\,\omega}\ .$$

Ne deduciamo che, *in notazione complessa, derivare od integrare un segnale* $\overline{E}_i$ *equivale essenzialmente a moltiplicarlo per* $j\omega$ o per $1/j\omega$.

Per un segnale generico la derivazione o l'integrazione implica il sodisfacimento delle condizioni (3) o (4) per ognuna delle oscillazioni sinusoidali in cui esso può essere scomposto; se la composizione spettrale occupa una banda di frequenze vasta è praticamente impossibile trovare dei circuiti che producano la voluta moltiplicazione dell'ampiezza per $a\omega$ o per a/ω ed il richiesto sfasamento di $\pi/2$ in anticipo o in ritardo per tutte le frequenze. Da ciò deriva che non esiste alcun circuito che sia un *integratore* o un *derivatore* esatto in senso matematico; i derivatori e gli integratori, che si adoperano in pratica e che studieremo, compiono le relative operazioni solamente in maniera approssimata.

2. — Integratore a resistenza e capacità.

L'integrazione mediante circuiti elettrici è normalmente basata sul fatto che se una capacità C — scarica fino all'istante $t=0$ — si carica sotto l'azione di una corrente i, la carica raggiunta ad un istante generico t è l'integrale della corrente, da zero all'istante considerato (Cap. I, n. 8):

$$(1) \qquad q = \int_0^t i\,dt\ .$$

Siccome la tensione v che nasce ai capi della capacità in conseguenza della carica q ha il valore $v=q/C$, ne deriva che detta tensione ha il valore:

$$(2) \qquad v=\frac{1}{C}\int_{o}^{t} i\,dt\ ,$$

ed è quindi proporzionale all'integrale della corrente. L'integrazione di un segnale $e(t)$ è basata sulla possibilità di ottenere una corrente $i(t)$ ad esso proporzionale e di caricare con essa una capacità.

Il più semplice circuito che realizza approssimativamente questi concetti è il quadripolo indicato nella figura 1, costituito dalla serie di una resistenza R e di una capacità C [1]. Se la resistenza R e la capacità C fossero tali che quest'ultima potesse considerarsi un cortocircuito di fronte alla prima, la corrente nel circuito avrebbe il valore $i=e_i(t)/R$ e sarebbe quindi proporzionale al segnale d'ingresso $e_i(t)$: il segnale di uscita, allora, per la (2), sarebbe rigorosamente proporzionale all'integrale del segnale d'ingresso. Poichè, in pratica, la capacità non è un cortocircuito, il comportamento delineato è solamente approssimato: l'entità dell'approssimazione può dedursi in maniera agevole applicando al circuito un segnale di prova sinusoidale.

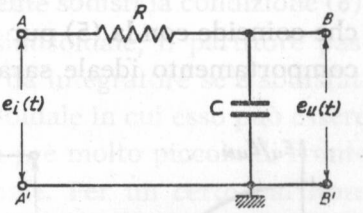


Fig. 1 — Integratore a resistenza e capacità.

In notazione complessa, se $\overline{E}_i$ è il segnale d'ingresso, nel circuito si ha una corrente:

$$(3) \qquad \overline{I}=\frac{\overline{E}_i}{R+\dfrac{1}{j\omega C}}\ ,$$

e quindi una tensione ai capi di C (tensione d'uscita):

$$(4) \qquad \overline{E}_u=\frac{\overline{E}_i}{R+\dfrac{1}{j\omega C}}\cdot\frac{1}{j\omega C}=\frac{\overline{E}_i}{j\omega CR+1}\cdot$$

---

(1) - L'impiego di questo circuito in funzione di integratore è stato considerato nel Vol. II (Cap. XI, n. 7) in relazione al problema della conversione della modulazione di fase in modulazione di frequenza.

Confrontando questa formula con la relazione (6) del n. 1:

$$(5) \qquad \overline{E}_u = \frac{a\,\overline{E}_i}{j\omega},$$

che esprime il segnale d'uscita di un integratore ideale, si ricava che il circuito studiato si comporta *approssimativamente* da integratore se ωCR è così grande che, nel denominatore della (4), 1 si possa trascurare di fronte ad $j\omega CR$. In tali condizioni la (4) diviene infatti:

$$(6) \qquad \overline{E}_u \cong \frac{\overline{E}_i}{j\omega CR},$$

che coincide con la (5) pur di considerare $CR = 1/a$. L'approssimazione al comportamento ideale sarà tanto migliore quanto più grande è ωCR di fronte ad *1*; dall'esame della formula (6) deriva allora che *quanto più buono è il circuito come integratore, tanto più piccolo risulta il segnale d'uscita rispetto a quello d'entrata.* Ciò suggerisce la necessità di abbinare al circuito della figura 1 un amplificatore, onde ottenere un'uscita di ampiezza tollerabile: vedremo nel n. 6 come ciò si attui.

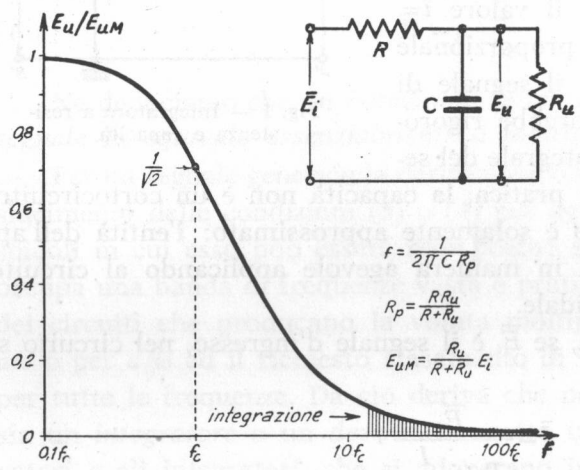


Fig. 2 — Il filtro passa-basso approssima tanto meglio il comportamento da integratore quanto più alte sono le frequenze di lavoro di fronte ad f_c.

Osservando il circuito della figura 1 si vede che esso è il tipico *partitore a resistenza e capacità* studiato nel Cap. II, che ha *pulsazione caratteristica* $\omega_c = 1/CR$; la condizione dianzi notata per una buona integrazione, che ωCR sia molto maggiore di *1*, si può allora scrivere:

$$(7) \qquad \omega CR = \frac{\omega}{\omega_c} \gg 1,$$

da cui, sostituendo le frequenze alle pulsazioni, si ottiene agevolmente:

$$f_c \ll f \,. \tag{8}$$

Ne deduciamo che un partitore *RC* (*passa-basso*) in regime sinusoidale ha un comportamento che approssima tanto meglio quello di un integratore ideale quanto più piccola è la sua *frequenza caratteristica* f_c di fronte alla frequenza di lavoro. Naturalmente, per il funzionamento come integratore, nulla cambia se il partitore *RC* è alimentato da un generatore con resistenza interna non nulla (che si congloba in R) ed è chiuso su una resistenza di utilizzazione R_u (Cap. II, n. 9), come è indicato nella figura 2, purchè la frequenza caratteristica corrispondente sodisfi la condizione (8).

Di fronte ad un segnale generico, non sinusoidale, il partitore passa-basso si comporterà approssimativamente da integratore se è sodisfatta la condizione (8) per ogni oscillazione sinusoidale in cui esso può essere scomposto, cioè se la frequenza caratteristica f_c è molto piccola di fronte alla più bassa frequenza contenuta nel segnale. Per un certo partitore passa-basso, di data frequenza caratteristica f_c, la curva di risposta relativa è quella indicata nella figura 2 (Cap. II, n. 9, fig. 27); il comportamento come integratore si avrà solo quando il segnale contiene frequenze assai più alte di f_c, per cui il funzionamento del filtro come integratore si avrà soltanto là dove la curva di risposta si avvicina allo zero. Ciò indica ancora chiaramente la necessità di associare al partitore *RC* un amplificatore per ottenere un comportamento efficiente come integratore (n. 6).

3. — **Derivatore (differenziatore) a capacità e resistenza.**

Considerazioni e principi analoghi a quelli visti per l'integrazione valgono per la derivazione dei segnali. La derivazione con circuiti elettrici è basata sul fatto che in una capacità, che si carichi o scarichi, la corrente $i(t)$ che in essa fluisce è la derivata della carica $q(t)$ rispetto al tempo (Cap. I, n. 8):

$$i(t) = \frac{d\,q(t)}{dt}\,; \tag{1}$$

siccome la carica è legata alla tensione, che esiste ai capi della capacità,

dalla relazione $q = C v_c$, la formula (1) diviene:

$$(2) \qquad i(t) = C \frac{d v_c}{dt} .$$

Se dunque si applica la tensione da derivare, $e_i(t)$, ad un condensatore (fig. 3 *a*), la corrente che fluisce nel condensatore, $i(t)$, è proporzionale alla voluta derivata di $e_i(t)$; per ottenere poi una tensione proporzionale a tale derivata, si può inserire una piccola resistenza R nel circuito (come è indicato nella fig. 3 *b*) e prelevare la tensione che nasce ai suoi capi, manifestamente proporzionale alla corrente che l'attraversa. Si ottiene allora il semplice schema di *derivatore* (o, come suol dirsi, di *differenziatore*) indicato nella figura 4: occorre osservare che l'inserimento della resistenza R (per quanto piccola essa possa essere) nel circuito della figura 3 *a*) ne modifica il comportamento, nel senso che la corrente diviene minore di quella che si avrebbe nel circuito originario e non è più esattamente proporzionale alla derivata della tensione applicata. Ne deriva che la tensione d'uscita del circuito della figura 4 è solo *approssimativamente* proporzionale alla derivata di $e_i(t)$. Il grado di approssimazione può dedursi applicando al circuito un segnale di prova sinusoidale.

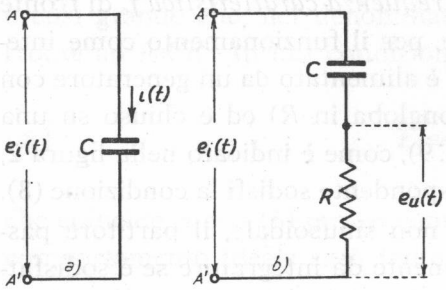


Fig. 3 — Per comprendere il principio della derivazione.

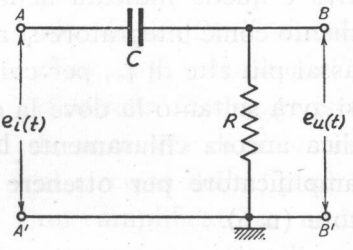


Fig. 4 — Derivatore (o differenziatore) a capacità e resistenza.

In notazione complessa, se $\overline{E}_i$ è il segnale d'ingresso, nel circuito si ha una corrente:

$$(3) \qquad \overline{I} = \frac{\overline{E}_i}{R + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega C \overline{E}_i}{1 + j\omega CR} ,$$

e quindi una tensione ai capi di R:

$$(4) \qquad \overline{E}_u = \frac{j\omega CR \overline{E}_i}{1 + j\omega CR} .$$

Confrontando questa formula con la relazione (5) del n. 1:

$$(5) \qquad \overline{E}_u = a \cdot j\omega \overline{E}_i \ ,$$

che esprime la tensione d'uscita di un derivatore ideale, si ricava che il circuito della figura 4 si comporta approssimativamente da derivatore se ωCR è sufficientemente piccolo, onde nel denominatore della (4) si possa trascurare $j\omega CR$ di fronte ad *1*. In tali condizioni la (4) diviene, infatti:

$$(6) \qquad \overline{E}_u \cong j\omega CR \overline{E}_i \ ,$$

che coincide con la (5) pur di considerare $CR = a$. L'approssimazione al comportamento ideale sarà tanto migliore quanto più piccolo è ωCR di fronte ad *1*; dall'esame della formula (6) deriva allora che quanto più buono è il circuito come derivatore tanto più piccolo risulta il segnale di uscita rispetto a quello d'entrata. È la stessa conclusione a cui siamo arrivati anche per l'integratore e, come per quello, essa ci mostra la necessità di abbinare il processo di derivazione a quello di amplificazione.

Osservando il circuito della figura 4 si vede che esso è il tipico *partitore a capacità e resistenza*, studiato nel Cap. II, che si comporta come *filtro passa-alto* con pulsazione caratteristica $\omega_c = 1/CR$; la condizione per una buona derivazione, che ωCR sia molto minore di *1*, si può allora scrivere:

$$(7) \qquad \omega CR = \frac{\omega}{\omega_c} \ll 1 \ ,$$

od anche, introducendo le frequenze al posto delle pulsazioni:

$$(8) \qquad f_c \gg f \ .$$

Ne deduciamo che un partitore passa-alto CR in regime sinusoidale ha un comportamento che approssima tanto meglio quello di un integratore ideale quanto più grande è la sua *frequenza caratteristica* f_c di fronte alla frequenza di lavoro. Naturalmente, per il funzionamento come derivatore, nulla cambia se il partitore CR è alimentato da un generatore con resistenza interna non nulla R_i ed è chiuso su una resistenza di utilizzazione (che si congloba in R), come è indicato nella figura 5 (Cap. II, n. 10), purchè la frequenza caratteristica corrispondente soddisfi la condizione (8).

Di fronte ad un segnale generico, non sinusoidale, il partitore passa-alto si comporterà approssimativamente da derivatore se è sodisfatta la condizione (8) per ogni oscillazione sinusoidale in cui esso può essere scomposto, cioè se la sua frequenza caratteristica è molto più alta della più alta frequenza contenuta nel segnale. Come è indicato, allora, dalla figura 5 (ripresa dal n. 10 del Cap. II), il funzionamento del filtro come derivatore si ha soltanto là dove la curva si avvicina allo zero; ciò indica ancora una volta la necessità di associare un amplificatore al circuito differenziatore (n. 6).

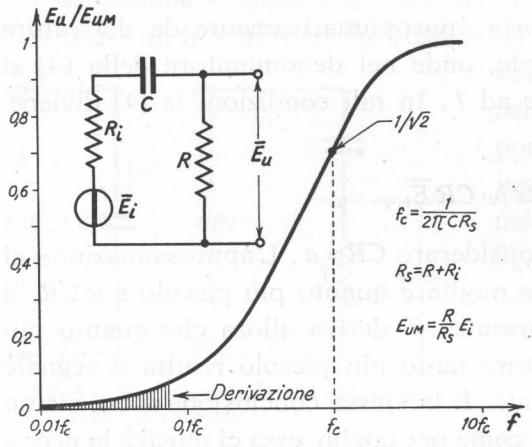


Fig. 5 — Il partitore passa-alto approssima tanto meglio il comportamento da derivatore quanto più alta è la sua f_c di fronte alle frequenze di lavoro.

In definitiva i partitori a resistenza e capacità possono produrre sia l'integrazione (passa-basso) sia la derivazione (passa-alto) approssimate, purchè la loro frequenza caratteristica sia opportunamente scelta di fronte alle frequenze del segnale: f_c deve essere più piccola della più piccola frequenza contenuta nel segnale per l'integrazione, mentre deve essere più grande della più grande frequenza del segnale per la derivazione.

Esistono anche altri semplici circuiti, basati su induttanza e resistenza, che possono produrre la derivazione e l'integrazione dei segnali, ma quelli a resistenza e capacità studiati sono i più usati.

4. — Uso dei partitori RC per integrare segnali del tipo a scatto.

I partitori filtranti a resistenza e capacità sono molto usati in funzione di integratori e derivatori per modificare la forma di segnali del tipo a scatto, come impulsi rettangolari, trapezoidali o analoghi. Per renderci conto di tale possibilità è utile saggiare con segnali a gradino il comportamento dei circuiti studiati in funzione di integratore e derivatore.

Consideriamo dapprima il partitore *RC* passa-basso della figura 1. Come sappiamo (Cap. II, n. 7, fig. 17) la sua risposta ad un segnale a gradino e_i di ampiezza E_i (fig. 6 *a*) è il *gradino a fronte esponenziale* e_u indicato nella figura 6 *b*) avente ampiezza $E_u = E_i$ e costante di tempo del fronte $T = RC$; la sua espressione, nel tempo τ che segue l'istante di scatto t_o, è $e_u(\tau) = E_i(1 - e^{-\tau/T})$. Poichè l'integrale della funzione a gradino di ampiezza E_i è una *rampa* avente pendenza $m = E_i$ (Cap. I, n. 5, fig. 10), un integratore ideale dovrebbe produrre in uscita un segnale a rampa, come quello indicato nella figura 6 *c*), avente, nel tempo τ che segue t_o, valore proporzionale all'integrale sopradetto:

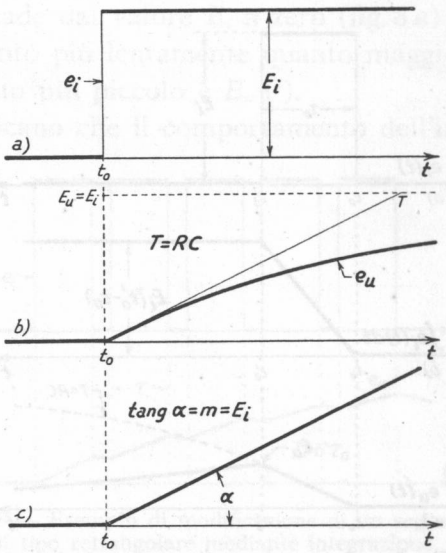


Fig. 6 — Segnale a gradino (*a*) applicato ad un partitore *RC* (*b*) e ad un integratore ideale (*c*).

$$(1) \qquad e_u(\tau) = a\,m\,\tau = a\,E_i\,\tau\ ;$$

nel complesso, quindi, la risposta del partitore *RC* è assai diversa da quella di un integratore ideale. Ma se si considera il tempo immediatamente successivo all'istante di scatto del segnale a gradino ($\tau \ll T$) il segnale d'uscita si discosta pochissimo dal segnale a rampa (fig. 7); vedemmo infatti nel Cap. I, n. 11 che, per piccoli valori di τ, la curva esponenziale crescente si discosta assai poco dalla sua tangente, tanto che per $\tau \ll T$ si può scrivere approssimativamente:

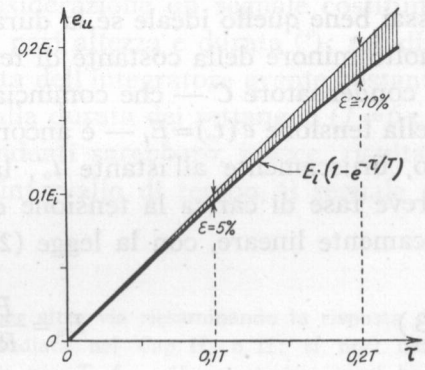


Fig. 7 — Per piccoli valori di τ la curva esponenziale crescente si discosta molto poco dalla sua tangente iniziale.

$$(2) \qquad E_i(1 - e^{-\tau/T}) \cong E_i \frac{\tau}{T}\ ,$$

con errore percentuale ε inferiore al 5% se è $\tau < 0{,}1\,T$. Confrontando la

formula (2) con la (1) che esprime il valore del segnale d'uscita di un integratore ideale dopo t_o, si vede che per valori di τ piccoli di fronte a T, il partitore RC si comporta effettivamente come integratore con buona approssimazione e che il coefficiente di proporzionalità ha il valore $a = 1/T = 1/RC$, già riscontrato nel n. 2.

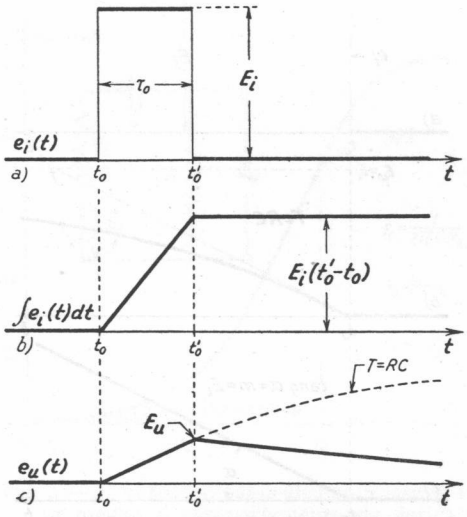


Fig. 8 — Integrazione di un segnale impulsivo rettangolare (*a*) ottenuta con un integratore ideale (*b*) e con l'integratore a resistenza e capacità (*c*).

Quanto abbiamo ora visto ha grande importanza per l'integrazione dei segnali ad andamento impulsivo rettangolare. L'integrale di una funzione ad andamento impulsivo rettangolare, del tipo *a*) della figura 8, è la funzione indicata nella figura 8 *b*), la quale ha, ad ogni istante, valore uguale all'area sottesa, fino a quell'istante, dal diagramma della funzione originaria (²). Un integratore ideale a cui fosse applicato un segnale del tipo *a*) della figura 8, darebbe in uscita un segnale proporzionale alla detta funzione.

Il comportamento dell'integratore a resistenza e capacità approssima assai bene quello ideale se la durata $\tau_o = t_o' - t_o$ del segnale rettangolare è molto minore della costante di tempo $T = RC$. In tali condizioni, infatti, il condensatore C — che comincia a caricarsi all'istante t_o sotto l'azione della tensione $e(t_o) = E_i$ — è ancora all'inizio del processo di carica quando, bruscamente all'istante t_o', la tensione d'ingresso s'annulla. Nella breve fase di carica la tensione del condensatore sale, in maniera praticamente lineare, con la legge (2), al valore:

$$(3) \qquad E_u = \frac{E_i}{RC}(t_o' - t_o) \ ;$$

fino all'istante t_o' il comportamento dell'integratore corrisponde quindi a quello ideale. Dopo l'istante t_o', invece, mentre la tensione d'uscita di

(²) - È facile verificare che la sua derivata coincide con la funzione originaria.

un integratore ideale rimarrebbe costante al valore $a E_i(t_o' - t_o)$, nell'integratore ad RC, la tensione degrada dal valore E_u e tende a zero con legge esponenziale e costante di tempo RC (fig. 8 *c*); ciò è dovuto al fatto che all'istante t_o la tensione d'ingresso cade dal valore E_i a zero (fig. 8 *a*) e pertanto il condesatore si scarica, tanto più lentamente quanto maggiore è la costante di tempo RC e quanto più piccolo è E_u ([3]).

Le considerazioni precedenti indicano che il comportamento dell'integratore a resistenza e capacità di fronte ad un segnale impulsivo rettangolare di una certa durata $\tau_o = t_o' - t_o$ è tanto più prossimo a quello ideale quanto più grande è la costante di tempo RC di fronte a τ_o; la formula (3) allora conferma la proprietà, già trovata per altre via nel n. 2, che il segnale d'uscita è tanto più piccolo di fronte a quello d'ingresso, quanto più il comportamento del partitore RC si avvicina a quello di un integratore ideale.

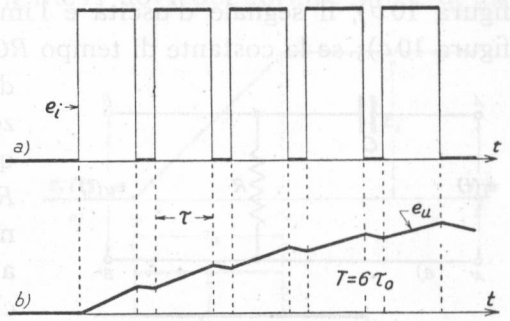


Fig. 9 — Esempio di modificazione di un segnale di tipo rettangolare mediante integrazione.

Per rendersi ulteriormente conto della modificazione che il partitore RC in funzione di integratore provoca sui segnali di tipo rettangolare, nella figura 9 *a*) è preso in considerazione un segnale costituito da un treno di impulsi rettangolari, di pari altezza e durata ([4]); nel diagramma *b*) è indicato il segnale di uscita dell'integratore avente costante di tempo abbastanza grande di fronte alla durata dei rettangoli ($T = 6\,\tau_o$). In un integratore ideale i tratti discendenti sarebbero, invece, risultati orizzontali cosicchè, in un medesimo intervallo di tempo, il segnale di uscita sarebbe salito a valori più alti.

([3]) - Ai medesimi risultati si può giungere per altra via riesaminando la risposta del filtro passa-basso agli impulsi rettangolari, studiata nel Cap. II, n. 11; si noti nella fig. II, 35 come l'andamento del segnale d'uscita per $T = 5\,\tau_o$ già approssimi assai bene quello del segnale d'uscita di un integratore ideale.

([4]) - Per approfondire la conoscenza del comportamento dell'integratore RC di fronte ai segnali a scatto, sarebbe utile esercizio determinare la sua risposta a segnali a rampa ed a gradino con fronte obliquo (il che può farsi valendosi dei risultati raggiunti nei nn. 12 e 13 del Cap. II) e confrontarla con quella di un integratore ideale (ricavabile col calcolo).

5. — Comportamento del differenziatore a capacità e resistenza di fronte a segnali a gradino e ad altri semplici segnali.

Come per l'integratore, è utile verificare il comportamento del differenziatore a capacità e resistenza (fig. 10 *a*) di fronte ai segnali a gradino o derivanti da questi, confrontandolo con quello di un derivatore ideale.

Sappiamo che applicando al partitore *CR* il segnale a gradino della figura 10 *b*), il segnale d'uscita è l'impulso esponenziale indicato nella figura 10 *c*); se la costante di tempo *RC* del partitore è piccola, il segnale d'uscita assume l'aspetto di un guizzo di tensione tanto più stretto quanto più piccolo è il prodotto *RC* (5). Tenendo presente (Cap. I, n. 5) che la derivata della funzione a gradino è sempre nulla all'infuori che nell'istante t_0 dello scatto, in cui ha teoricamente valore infinito, se ne deduce che il comportamento del differenziatore a capacità e resistenza di fronte ad un segnale a gradino è del tutto lontano da quello di un derivatore ideale; ma questo fatto non ha, di per sè, valore probante circa il comportamento del differenziatore di fronte ai segnali reali. Difatti il segnale a gradino è un segnale idealizzato (Cap. I, n. 5) e l'idealizzazione consiste proprio in quel passaggio *istantaneo* dal valore zero al valore E_i che conduce ad un valore infinito della derivata.

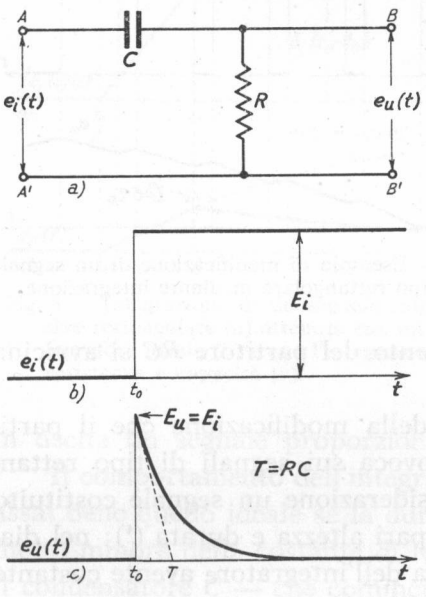


Fig. 10 — Differenziatore *CR* e sua risposta ad un segnale a gradino.

Conviene quindi, per la prova del circuito *CR* derivatore, sostituire il segnale a gradino ideale con un segnale più vicino agli effettivi segnali di impiego pratico: tale è il *segnale a gradino con fronte obliquo* indicato

---

(5) - Se il generatore che produce il segnale a gradino ha resistenza interna R_i, la costante di tempo è $R_sC=(R_i+R)C$ e l'ampiezza dell'impulso non è E_i ma kE_i, essendo $k=R/(R+R_i)$: si veda, a questo proposito, il n. 3 del Cap. II.

nella figura 11 *a*). La sua derivata (Cap. I, n. 5, fig. 9) è zero fino all'istante t_o e dopo l'istante t_o', mentre ha valore uguale al coefficiente angolare del tratto obliquo di raccordo:

$$(1) \qquad m = \frac{E_i}{t_o' - t_o} = \frac{E_i}{\tau_o},$$

nell'intervallo di tempo $\tau_o = t_o' - t_o$; pertanto un derivatore ideale a cui fosse applicato il segnale *a*) della figura 11 dovrebbe fornire in uscita un segnale proporzionale a quello indicato nella figura 11 *b*) e cioè un impulso rettangolare di durata τ_o, di ampiezza tanto maggiore quanto più grande è $m = E_i/\tau_o$.

Nel Cap. II (n. 13) esaminando il comportamento di un generico filtro *CR* passa-alto di fronte ad un segnale a gradino con fronte obliquo, abbiamo verificato che se la costante di tempo T del circuito è piccola rispetto alla durata τ_o del fronte del gradino, il segnale d'uscita ha l'andamento indicato nella figura 11 *c*). Se la costante di tempo $T = RC$ è molto piccola di fronte a τ_o, le esponenziali di salita e di discesa sono molto ripide ed il segnale d'uscita approssima assai bene l'impulso rettangolare ideale della figura 11 *b*); l'ampiezza dell'impulso pseudorettangolare è (6):

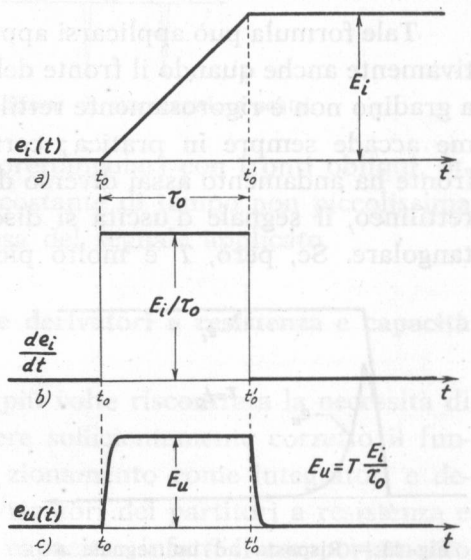


Fig. 11 — Risposta al segnale a gradino con fronte obliquo (*a*) di un derivatore ideale (*b*) e di un differenziatore *CR* con $T \ll \tau_o$ (*c*).

$$(2) \qquad E_u = T\frac{E_i}{\tau_o},$$

ed è proporzionale all'ampiezza dell'impulso ideale, cioè alla derivata del

(6) - Nel n. 13 del Cap. II si è trovato $E_u = kE_iT/\tau_o$; ma nel caso attuale, avendo tacitamente supposto che il generatore del segnale d'ingresso abbia resistenza interna nulla, risulta $k = 1$.

fronte stesso (7). È utile trasformare leggermente la formula (2) introducendo in essa il *tempo di salita* t_s del fronte del segnale a gradino e_i. Poichè esso è il tempo che il segnale impiega per passare dal valore $0{,}1\,E_i$ al valore $0{,}9\,E_i$, esso è pari a $0{,}8\,\tau_o$ (fig. 12); pertanto risulta $\tau_o = t_s/0{,}8$ e la formula (2) può scriversi:

$$(3) \qquad E_u = 0{,}8\,T\,\frac{E_i}{t_s}\,.$$

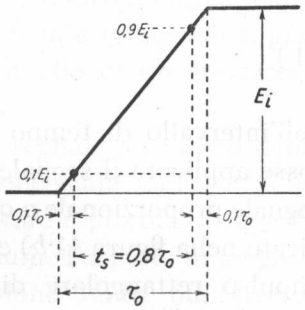


Fig. 12 — Il tempo di salita del fronte è $0{,}8\,\tau_o$.

Tale formula può applicarsi approssimativamente anche quando il fronte del segnale a gradino non è rigorosamente rettilineo, come accade sempre in pratica; certo, se il fronte ha andamento assai diverso da quello rettilineo, il segnale d'uscita si discosta notevolmente dalla forma rettangolare. Se, però, T è molto piccolo rispetto al tempo di salita, il segnale d'uscita è comunque un impulso con altezza massima dell'ordine di TE_i/t_s e con durata dello stesso ordine di grandezza di t_s.

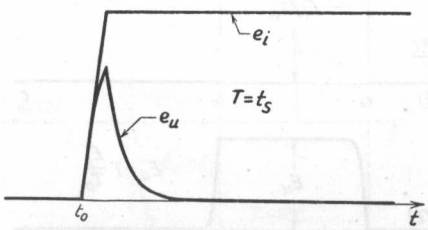


Fig. 13 — Risposta ad un segnale a gradino con fronte obliquo di un differenziatore con $T = t_s$.

I circuiti derivatori a capacità e resistenza servono spesso, nella tecnica elettronica, per ottenere impulsi di tensione in corrispondenza ai fronti dei segnali a scatto, positivi negli scatti verso l'alto (derivata positiva) e negativi negli scatti verso il basso (derivata negativa); in questa applicazione raramente lo costante di tempo T del partitore CR è tenuta molto piccola di fronte al tempo di salita, affinchè l'ampiezza degli impulsi non risulti troppo modesta. Il segnale d'uscita, in tali condizioni, è notevolmente diverso dalla derivata del segnale d'ingresso, ma è pur sempre uno stretto impulso corrispondente al fronte del segnale d'ingresso: ciò è indicato, ad esempio, dall'impulso e_u della figura 13, che è il segnale d'uscita di un partitore CR avente costante di tempo T pari al

(7) - Naturalmente, come già sappiamo, quanto più piccola è la costante di tempo T (e qundi più buono è il comportamento come derivatore del circuito) tanto più piccola risulta l'ampiezza dell'impulso di uscita.

tempo di salita del segnale d'ingresso a fronte obliquo e_i ([8]). Nella figura 14 è analogamente mostrato il risultato della *differenziazione* (come suol

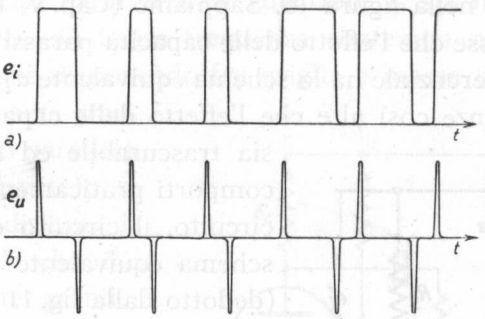


Fig. 14 — Esempi di *differenziazione* di un segnale a scatti.

dirsi) di un segnale a impulsi pseudorettangolari con fronti obliqui, ottenuta con un *differenziatore CR* di costante di tempo non piccolissima rispetto ai tempi di salita e di discesa del segnale applicato.

6. — **Associazione degli integratori e derivatori a resistenza e capacità agli amplificatori.**

Nei paragrafi precedenti è stata più volte riscontrata la necessità di servirsi dell'amplificazione per rendere sufficientemente corretto il funzionamento come integratori e derivatori dei partitori a resistenza e capacità: infatti il comportamento di tali dispositivi appare essere tanto più vicino a quello ideale quanto più piccolo risulta il segnale d'uscita rispetto al segnale di ingresso. Per questo motivo i circuiti integratori e derivatori considerati sono sempre preceduti e seguiti da amplificatori o, più comunemente, sono essi stessi incorporati entro un amplificatore, di cui vengono a rappresentare un elemento costituente.

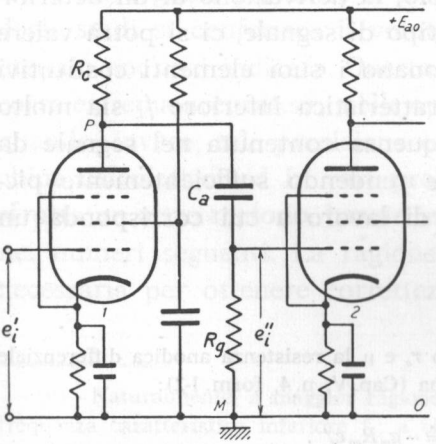


Fig. 15 — Amplificatore a resistenza e capacità.

([8]) - L'andamento del segnale d'uscita è ottenuto col metodo indicato nel Cap. II, n. 13, fig. 44.

In relazione a ciò è interessante riesaminare il comportamento di un semplice stadio di amplificazione a resistenza e capacità, del tipo, ad esempio, indicato nella figura 15. Sappiamo (Cap. V, n. 2, fig. 8) che per frequenze così basse che l'effetto delle capacità parassite sia trascurabile, il suo circuito differenziale ha lo schema equivalente *a*) della figura 16 (9); invece per frequenze così alte che l'effetto delle capacità parassite non sia trascurabile ed il condensatore si comporti praticamente come un cortocircuito, il circuito differenziale ha lo schema equivalente *b*) della figura 16 (dedotto dalla fig. 11 *c* del Cap. V, n. 2). Confrontando tali schemi con quelli contenuti nelle figure 5 e 2, ci si rende immediatamente conto che l'amplificatore stesso *si comporta come un derivatore per frequenze molto basse di fronte alla sua frequenza caratteristica inferiore* f_1 *e si comporti, invece, come integratore per frequenze molto alte di fronte alla sua frequenza caratteristica superiore* f_2. Per ottenere allora, ad esempio, la derivazione di un determinato tipo di segnale, ci si potrà valere dell'amplificatore stesso se si dimensionano i suoi elementi costitutivi in modo tale che la sua frequenza caratteristica inferiore f_1 sia molto più alta (n. 3, fig. 5) della più alta frequenza contenuta nel segnale da derivare (10); in pratica ciò si ottiene rendendo sufficientemente piccoli C_a ed R_g e scegliendo condizioni di lavoro a cui corrisponda un piccolo valore di R_{eq}.

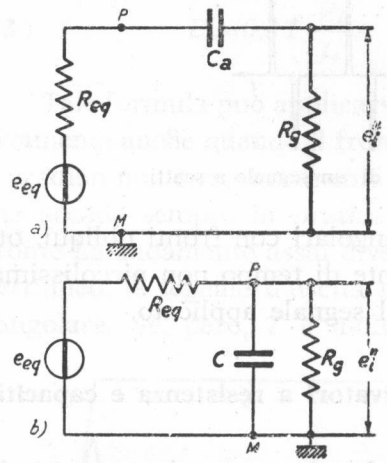


Fig. 16 — Schemi equivalenti del circuito differenziale dell'amplificatore alle frequenze basse ed alle frequenze alte.

(9) - Detto e_i' il segnale d'ingresso ed essendo r_a e μ la resistenza anodica differenziale ed il coefficiente di amplificazione del tubo, si ha (Cap. V, n. 4, form. 1-2):

$$R_{eq}=\frac{r_a R_c}{r_a+R_c}\,, \qquad e_{eq}=-g_m R_{eq} e_i'\,.$$

(10) - Naturalmente a maggior ragione, dovrà soddisfare a questa condizione anche la frequenza caratteristica superiore f_2: a ciò si dovrà uniformare il dimensionamento alle alte frequenze dell'amplificatore, il quale in casi particolari, dovrà anche, se necessario, essere compensato in alta frequenza (Cap. VI).

Anche per ottenere l'integrazione ci si può valere dell'amplificatore a resistenza e capacità considerato, ma occorrerà dimensionarlo in modo che la sua frequenza caratteristica superiore f_2 sia molto bassa, (n. 2, fig. 2) di fronte alla più bassa frequenza contenuta nel segnale ([11]). In pratica ciò si ottiene disponendo fra griglia e massa del tubo 2 una capacità opportunamente grande C' (che risulta in parallelo alle capacità parassite); si scelgono poi condizioni di funzionamento tali che R_{eq} sia sufficientemente grande, oppure si dispone materialmente una resistenza R nel collegamento fra i due stadi successivi, come è indicato nella figura 17.

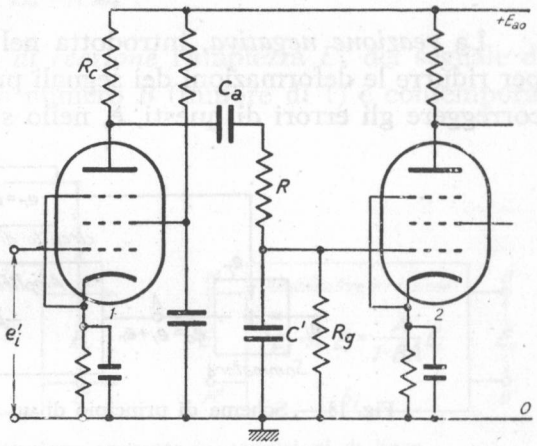


Fig. 17 — Incorporazione di un integratore RC in un amplificatore a resistenza e capacità.

Per ottenere la necessaria amplificazione si parte da un amplificatore a più stadi, dimensionato in modo da operare la corretta amplificazione del segnale per tutte le frequenze in esso contenute ([12]), e ad uno degli stadi si conferisce il voluto carattere integrante o derivante col metodo poc'anzi indicato. Questo sistema è molto usato quando non occorra estrema accuratezza nelle operazioni di derivazione ed integrazione; quando, invece, tale precisione è richiesta (come nel campo delle macchine calcolatrici ed in vari problemi di strumentazione e misura), si sfrutta un altro metodo, basato sulla reazione negativa, di cui parleremo nei numeri seguenti. La ragione di ciò è che la forte amplificazione, necessaria per ottenere correttezza di comportamento, è generalmente

([11]) - Naturalmente, a maggior ragione, dovrà soddisfare a questa condizione anche la frequenza caratteristica inferiore f_1; a ciò si dovrà uniformare il dimensionamento alle basse frequenze dell'amplificatore, il quale, in casi particolari, dovrà anche, se necessario, essere del tipo per tensioni continue (Cap. VII).

([12]) - La sua *banda passante*, $B = f_2 - f_1$, deve quindi comprendere abbondantemente il campo di frequenze che interessa il segnale da amplificare; se necessario, l'amplificatore dovrà essere del tipo *video* ed eventualmente del tipo per tensioni continue.

accompagnata da instabilità del funzionamento dell'amplificatore; l'uso della reazione negativa elimina tale instabilità e, nel contempo, conferisce agli amplificatori — che si dicono *operazionali* — la capacità di compiere le volute operazioni sui segnali con particolari, pregevoli caratteristiche.

7. — Richiami sulla reazione negativa.

La *reazione negativa*, introdotta nel Vol. I (Cap. XIII) come mezzo per ridurre le deformazioni dei segnali prodotte dagli amplificatori e per correggere gli errori di questi, è, nello stesso tempo, un mezzo potente

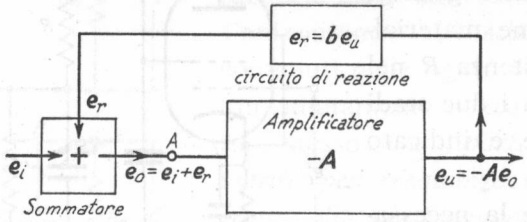


Fig. 18 — Schema di principio di un amplificatore in reazione.

per produrre *volute* modificazioni e *preordinate operazioni* sui segnali.

Per rendersene conto è opportuno riprendere in esame lo schema generale di principio di un amplificatore in reazione (Vol. I, Cap. XIII, n. 1) indicato nella figura 18 *a*): il concetto fondamentale è che all'ingresso effettivo dell'amplificatore (punto A) è applicato, non direttamente il segnale e_i da amplificare, ma un segnale e_o che è la somma di e_i e di un segnale $e_r = b\,e_u$ ottenuto dal segnale d'uscita e_u tramite il circuito di reazione. La reazione è negativa se il segnale di reazione e_r è di segno opposto ad e_i, così che il segnale $e_o = e_i + e_r$ sia minore di e_i.

Per potere ricavare relazioni quantitative è opportuno studiare il circuito con segnali di prova sinusoidali; conviene per semplicità di studio, prescindere dagli errori introdotti dall'amplificatore, considerando il suo funzionamento perfettamente lineare.

In queste condizioni, ed usando la notazione simbolica, se $\overline{E}_o$ è il segnale applicato all'ingresso effettivo AA' dell'amplificatore (fig. 19 *a*), il segnale di uscita sarà del tipo:

$$(1) \qquad \overline{E}_u = \overline{E}_o\, A\, e^{j\alpha},$$

dove A è il rapporto di amplificazione ed α è lo sfasamento introdotto

dall'amplificatore. Detta:

$$\overline{A}=A\,e^{j\alpha}\,, \tag{2}$$

la *funzione di trasferimento* ([13]) dell'amplificatore, la (1) potrà scriversi sinteticamente:

$$\overline{E}_u=\overline{A}\,\overline{E}_o\,. \tag{3}$$

Analogamente, nel *circuito di reazione* l'ampiezza E_u del segnale di uscita viene moltiplicata per un numero B (minore di 1) e contemporaneamente si compie una rotazione di fase β, per cui il segnale $\overline{E}_r$ applicato al *sommatore* avrà l'espressione:

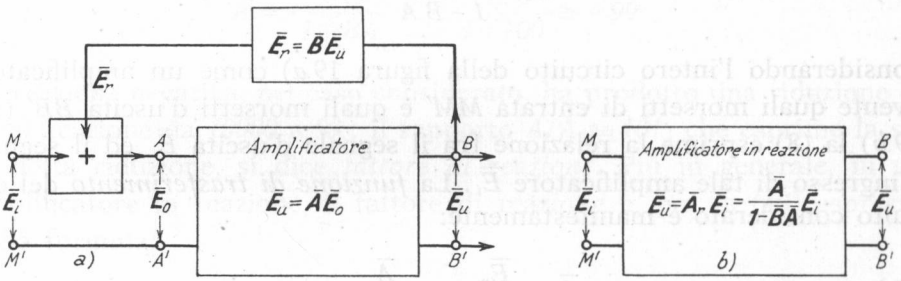


Fig. 19 — Amplificatore in reazione operante in condizioni di linearità, con segnali sinusoidali: schema completo e schema ridotto.

$$\overline{E}_r=\overline{E}_u\cdot B\,e^{j\beta}=\overline{B}\,\overline{E}_u\,,$$

dove $\overline{B}$ è la funzione di trasferimento del circuito di reazione. Nel caso più generale sia $\overline{A}$ che $\overline{B}$ dipendono dalla frequenza.

Il *sommatore* compie la somma del segnale da amplificare $\overline{E}_i$ e del *segnale di reazione* $\overline{E}_r$ ed applica all'entrata dell'amplificatore il segnale somma $\overline{E}_i+\overline{E}_r$; pertanto il segnale effettivamente applicato all'ingresso dell'amplificatore ha l'espressione:

$$\overline{E}_o=\overline{E}_i+\overline{E}_r=\overline{E}_i+\overline{B}\,\overline{E}_u\,, \tag{5}$$

([13]) - Ricordiamo (Cap. II, n. 6) che si chiama *funzione di trasferimento* di un quadripolo lineare il rapporto fra i numeri complessi che rappresentano i segnali di uscita e di entrata. Nel caso dell'amplificatore la funzione di trasferimento si chiama anche *amplificazione complessa* (Vol. I, Cap. X, n. 10).

e la relazione (3) si scriverà:

$$(6) \qquad \overline{E}_u = \overline{A}\,\overline{E}_o = \overline{A}\,(\overline{E}_i + \overline{B}\,\overline{E}_u) \ .$$

Riportando il termine $\overline{A}\,\overline{B}\,\overline{E}_u$ nel primo membro si ha:

$$(7) \qquad \overline{E}_u\,(1 - \overline{B}\,\overline{A}) = \overline{A}\,\overline{E}_i \ ,$$

da cui si ottiene in definitiva:

$$(8) \qquad \overline{E}_u = \frac{\overline{A}}{1 - \overline{B}\,\overline{A}}\,\overline{E}_i \ ;$$

considerando l'intero circuito della figura 19 *a*) come un amplificatore avente quali morsetti di entrata MM' e quali morsetti d'uscita BB' (fig. 19 *b*) la (8) esprime la relazione fra il segnale d'uscita $\overline{E}_u$ ed il segnale d'ingresso di tale amplificatore $\overline{E}_i$. La *funzione di trasferimento* del circuito considerato è manifestamente:

$$(9) \qquad \overline{A}_r = \frac{\overline{E}_u}{\overline{E}_i} = \frac{\overline{A}}{1 - \overline{B}\,\overline{A}} \ ,$$

ed il suo modulo costituisce l'effettiva amplificazione dell'*amplificatore in reazione*:

$$(10) \qquad A_r = \frac{A}{|1 - \overline{B}\,\overline{A}|} \ .$$

La reazione è negativa quando l'*amplificazione effettiva* A_r è minore dell'*amplificazione intrinseca* A (amplificazione dell'amplificatore originario, che si ha dai morsetti AA' ai morsetti BB'). Per questo $\overline{B}$ ed $\overline{A}$ devono essere tali che il denominatore della frazione (10) sia maggiore di *1*; naturalmente, siccome $\overline{A}$ e $\overline{B}$ dipendono dalla frequenza si dovrà operare in modo tale che $|1 - \overline{B}\,\overline{A}|$ rimanga maggiore di *1* qualunque sia il valore della frequenza, affinchè non accada che la reazione divenga positiva in corrispondenza a qualche frequenza ed anche porti l'amplificatore a divenire un oscillatore (Vol. I, Cap. XIII, n. 5).

Consideriamo il caso semplice in cui, nella gamma di frequenza che interessa un determinato segnale, tanto $\overline{A}$ che $\overline{B}$ siano numeri reali ed abbiano i valori:

$$(11) \qquad \overline{A} = -A \quad , \quad \overline{B} = B \ ;$$

la formula (9) diviene:

$$(12) \qquad \overline{A}_r = \frac{\overline{E}_u}{\overline{E}_i} = \frac{-A}{1+BA} .$$

Supponiamo, ad esempio, che l'amplificatore in assenza di reazione amplifichi diecimila volte, $A = 10^4$, e che il moltiplicatore sia semplicemente un partitore resistivo che riduce ad un centesimo il segnale di uscita, $B = 10^{-2}$; risulta allora $BA = 10^4 \cdot 10^{-2} = 100$ e pertanto:

$$(13) \qquad \overline{A}_r = \frac{-A}{1+BA} = -\frac{10^4}{1+100} \cong -99 .$$

La reazione negativa, nel caso considerato, ha prodotto una riduzione di amplificazione da *10000* a *99*; il rapporto $A/A_r \cong 101$, che esprime la sopradetta riduzione, si dice *fattore di reazione*. Più in generale, in un amplificatore in reazione, il fattore di reazione è, per la (10) espresso dalla formula:

$$(14) \qquad n = \frac{A}{A_r} = |1 - \overline{B}\,\overline{A}| .$$

Ricordiamo che n — mentre esprime la misura della riduzione dell'amplificazione — è anche la misura della riduzione degli errori (Vol. I, Cap. XIII, n. 4), oltre che l'indice dei miglioramenti che la reazione negativa introduce negli amplificatori a cui è applicata: in particolare misura l'*aumento di stabilità* (Vol. I, Cap. XIII, n. 6) e *la riduzione dell'impedenza interna* del generatore equivalente d'uscita dell'amplificatore (Vol. I, Cap. XIII, n. 7).

Negli amplificatori che stiamo per studiare — destinati a compiere operazioni lineari sui segnali (amplificatori *operazionali*) — l'amplificazione intrinseca A è sempre così grande che il prodotto AB risulta molto maggiore di *1* nonostante che B sia minore di *1*; si può allora scrivere $|1 - \overline{B}\,\overline{A}| \cong BA$, cosicchè il fattore di reazione assume la semplice espressione $n = BA$. Contemporaneamente l'espressione (9) di $\overline{A}_r$ diviene:

$$(15) \qquad \overline{A}_r = \frac{\overline{A}}{1 - \overline{B}\,\overline{A}} \cong \frac{\overline{A}}{-\overline{B}\,\overline{A}} = -\frac{1}{\overline{B}} .$$

ed il segnale d'uscita risulta legato al segnale d'ingresso dalla relazione

semplicissima:

$$(16) \qquad \overline{E}_u = \overline{A}_r \overline{E}_i \cong -\frac{\overline{E}_i}{\overline{B}} ;$$

per il seguito del nostro studio è importante osservare che, nelle suddette condizioni, la relazione fra i segnali d'entrata e d'uscita non dipende dall'amplificazione dell'amplificatore ma unicamente da $\overline{B}$ cioè, in pratica, dalla costituzione del solo circuito di reazione. Vedremo nei paragrafi successivi che, mediante una costituzione semplicissima del suddetto circuito, è possibile fare in modo che risulti con buona precisione $\overline{B} = a \cdot j\omega$ oppure $\overline{B} = a/j\omega$. Nei due casi la formula (6) diviene:

$$(17) \qquad \overline{E}_u = -a \cdot j\omega \overline{E}_i \quad , \quad \overline{E}_u = -a \frac{\overline{E}_i}{j\omega} ;$$

queste relazioni, confrontate con le formule (5) e (6) del n. 1, mostrano che l'amplificatore in reazione si comporta allora come un *derivatore* od un *integratore*. Nel paragrafo seguente inizieremo l'esame della costituzione degli amplificatori in reazione con cui è possibile giungere a ciò.

8. — Costituzione degli amplificatori destinati a compiere le operazioni lineari.

Alla base degli amplificatori in reazione destinati a compiere le operazioni lineari c'è sempre un amplificatore in cui, nel campo delle frequenze che interessano i segnali, si ha $\overline{A} = A$, col rapporto di amplificazione A molto elevato, dell'ordine di varie centinaia di migliaia o addirittura di milioni; in essi, dunque, il segnale d'uscita $\overline{E}_u$ è di segno opposto al segnale d'ingresso $\overline{E}_o$ ed ha ampiezza estremamente più grande di quello, $E_u = AE_o$. La reazione negativa si stabilisce mediante un'impedenza $\overline{Z}_2$ (di cui vedremo poi la natura) che collega l'uscita all'entrata nel modo indicato nella figura 20 *a*).

Il collegamento fra l'entrata e l'uscita dell'amplificatore e l'esistenza dell'impedenza d'ingresso, $\overline{Z}_i$, di questo ([14]) fanno sì che al segnale $\overline{E}_o$

([14]) - Negli amplificatori a tubi essa è normalmente dovuta alla sola capacità di en-
negli amplificatori a transistori vi è anche sempre una componente resistiva in
he può avere un valore relativamente basso.

applicato ai morsetti d'ingresso AA' corrisponda la nascita di una corrente $\overline{J}_i$, somma della corrente $\overline{J}_2$ che si istrada in $\overline{Z}_2$ e della corrente $\overline{J}_i$ che fluisce in $\overline{Z}_i$. Poichè ai capi di $\overline{Z}_i$ c'è la tensione $\overline{E}_o$, la corrente che fluisce nell'impedenza d'ingresso è $\overline{J}_i = \overline{E}_o/\overline{Z}_i$; fra i morsetti A, B a

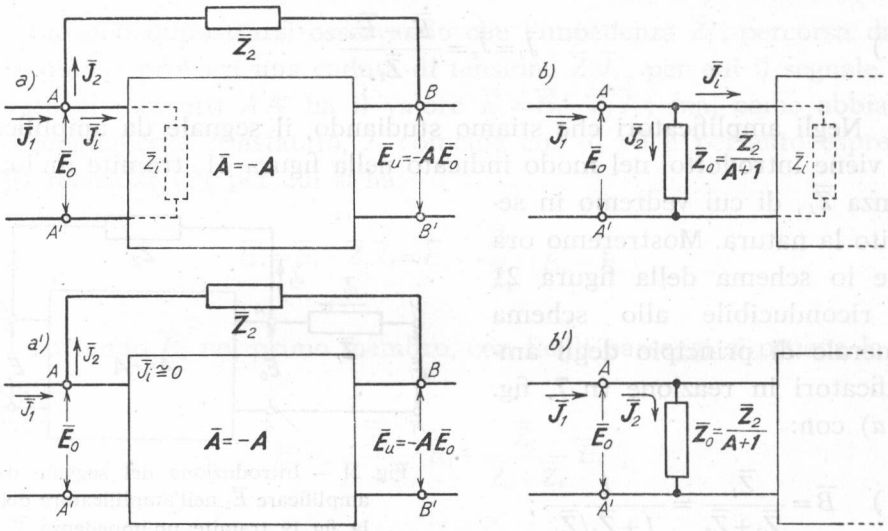


Fig. 20 — Un'impedenza $\overline{Z}_2$ che colleghi l'uscita all'entrata dell'amplificatore (a) equivale ad un'impedenza $\overline{Z}_o = \overline{Z}_2/(A+1)$ collegata ai morsetti d'ingresso AA' (b): l'effetto dell'impedenza d'ingresso dell'amplificatore, $\overline{Z}_i$, è normalmente trascurabile (a', b').

cui è collegata $\overline{Z}_2$ c'è invece una differenza di potenziale $\overline{E}_o - \overline{E}_u$ che, essendo $\overline{E}_u = -A\overline{E}_o$, ha il valore $(A+1)\overline{E}_o$. Pertanto la corrente che fluisce in $\overline{Z}_2$ ha il valore:

$$(1) \qquad \overline{J}_2 = \frac{\overline{E}_o - \overline{E}_u}{\overline{Z}_2} = \frac{(A+1)\overline{E}_o}{\overline{Z}_2} = \frac{\overline{E}_o}{\overline{Z}_2/(A+1)};$$

essa può interpretarsi come una corrente prodotta dal segnale $\overline{E}_o$ in un'impedenza equivalente, di valore $\overline{Z}_o = \overline{Z}_2/(A+1)$, posta direttamente all'entrata dell'amplificatore, in parallelo a $\overline{Z}_i$, come è indicato nella figura 20 b). Dato l'altissimo valore di A, è sempre facile scegliere $\overline{Z}_2$ in modo tale che $\overline{Z}_2/(\overline{A}+1)$ sia estremamente più piccola di $\overline{Z}_i$. Negli am-

plificatori di cui ci occupiamo si ha cura che ciò avvenga sempre ([15]): la corrente $\overline{J}_1$ risulta allora piccolissima di fronte a $\overline{J}_2$ e si può prescindere dalla sua esistenza. Nel seguito, pertanto, considereremo inesistente l'impedenza $\overline{Z}_i$, come è indicato negli schemi *a'*) e *b'*) della figura 20 ([16]) ed assumeremo a tutti gli effetti:

$$(2) \qquad \overline{J}_1 = \overline{J}_2 = \frac{\overline{E}_o - \overline{E}_u}{\overline{Z}_2}$$

Negli amplificatori che stiamo studiando, il segnale da amplificare $\overline{E}_i$ viene introdotto, nel modo indicato nella figura 21, tramite un'impedenza $\overline{Z}_1$, di cui vedremo in seguito la natura. Mostreremo ora che lo schema della figura 21 è riconducibile allo schema generale di principio degli amplificatori in reazione (n. 7, fig. 19 *a*) con:

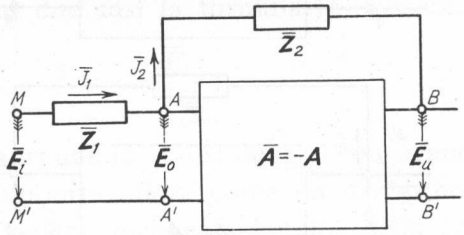


Fig. 21 — Introduzione del segnale da amplificare $\overline{E}_i$ nell'amplificatore della fig. 19 tramite un'impedenza $\overline{Z}_1$.

$$(3) \qquad \overline{B} = \frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2} = \frac{1}{1 + \overline{Z}_2/\overline{Z}_1} ;$$

il segnale applicato al sommatore non è, però, il vero segnale da ampli-

---

([15]) - Negli amplificatori a tubi con entrata di griglia ciò avviene di solito automaticamente perchè $\overline{Z}_i$ è già, di per sè, molto grande. Negli amplificatori a transistori, invece, occorrerà fare attenzione affinchè lo stadio iniziale non abbia resistenza d'ingresso troppo bassa; comunque, anche se fosse, ad esempio, $Z_i = 1$ kΩ e Z_2 avesse il valore di 1 MΩ, con $A = 10^6$ risulterebbe $Z_o = 1\ \Omega$ (pari ad un millesimo di Z_i) e sarebbe ancora lecito di trascurare $\overline{J}_i$ di fronte ad $\overline{J}_2$.

([16]) - Diciamo per inciso che l'equivalenza fra gli schemi *a'*) e *b'*) offre la possibilità di ottenere per via elettronica delle impedenze bassissime partendo da impedenze non necessariamente molto piccole. La possibilità è sfruttata sopratutto per ottenere capacità equivalenti di valore così elevato da essere difficilmente realizzabili altrimenti: per questo l'impedenza $\overline{Z}_2$ è ottenuta con una capacità C ed ha perciò il valore $\overline{Z}_2 = 1/j\omega C$. L'impedenza equivalente risulta:

$$\overline{Z}_o = \frac{\overline{Z}_2}{1+A} = \frac{1}{j\omega C (A+1)} ,$$

e tutto avviene come se fra i morsetti AA' fosse disposta una capacità di valore $(A+1)C$, enormemente più grande di C se A è sufficientemente elevata. Questo fatto è una generalizzazione dell'*effetto Miller*, già accennato nel Vol. I (Cap. X, n. 11) e che sarà rivisto nel n. 10.

ficare $\overline{E}_i$ (come avviene nello schema della fig. 19) ma una sua aliquota $\overline{E}_i'$ espressa dalla formula:

$$(4) \qquad \overline{E}_i' = \overline{E}_i \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2} = \frac{\overline{E}_i}{1 + \overline{Z}_1/\overline{Z}_2} .$$

Ciò può dimostrarsi osservando che l'impedenza $\overline{Z}_1$, percorsa dalla corrente $\overline{J}_1$, provoca una caduta di tensione $\overline{Z}_1 \overline{J}_1$, per cui il segnale applicato ai morsetti AA' ha il valore $\overline{E}_o = \overline{E}_i - \overline{Z}_1 \overline{J}_1$; ma, come abbiamo precedentemente constatato, $\overline{J}_1$ coincide con $\overline{J}_2$ ed è pertanto espressa dalla relazione (2), per cui si ha:

$$(5) \qquad \overline{E}_o = \overline{E}_i - \overline{Z}_1 \overline{J}_2 = \overline{E}_i - \frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z}_2} (\overline{E}_o - \overline{E}_u) .$$

Portando $\overline{E}_o$ nel primo membro, con facili passaggi si ottiene la relazione:

$$(6) \qquad E_o = \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2} \overline{E}_1 + \frac{\overline{Z}_1}{\overline{Z}_1 + \overline{Z}_2} \overline{E}_u ,$$

che, introducendo le posizioni (3) e (4), si può scrivere:

$$(7) \qquad \overline{E}_o = \overline{E}_i' + \overline{B}\,\overline{E}_u .$$

Il segnale d'uscita dell'amplificatore viene pertanto ad avere la espressione:

$$(8) \qquad \overline{E}_u = \overline{A}\,\overline{E}_o = \overline{A}\,\overline{E}_i' + \overline{A}\,\overline{B}\,\overline{E}_u ,$$

da cui, risolvendo rispetto ad $\overline{E}_u$, si ottiene:

$$(9) \qquad \overline{E}_u = \overline{E}_i' \frac{\overline{A}}{1 - \overline{A}\,\overline{B}} ;$$

la formula è identica a quella generale del segnale d'uscita di un amplificatore in reazione (n. 7, form. 8) al cui ingresso sia applicato, non direttamente il segnale $\overline{E}_i$, ma la sua aliquota $\overline{E}_i'$ (form. 4), come si era asserito.

9. — Operazioni lineari compiute con l'ausilio della reazione: amplificatori operazionali.

L'amplificatore in reazione negativa introdotto nel paragrafo precedente (fig. 21) — il cui schema di principio è ripetuto nella figura 22 — diviene capace di compiere con grande rigore operazioni lineari sui segnali (derivazione, integrazione, somma, ecc.) se le impedenze $\overline{Z}_1$ e $\overline{Z}_2$

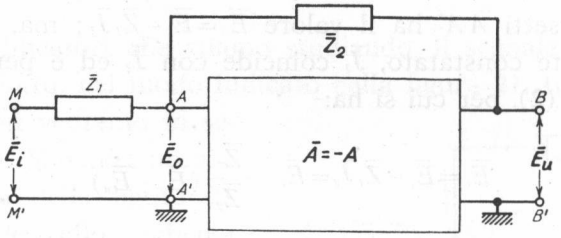


Fig. 22 — Amplificatore in reazione negativa usato per compiere operazioni sui segnali (*amplificatore operazionale*).

sono scelte in modo che il prodotto $\overline{A}\,\overline{B}$ risulti molto grande di fronte ad *1*, tanto che nella formula (9) del numero precedente possa trascurarsi *1* di fronte ad $\overline{A}\,\overline{B}$ senza errore apprezzabile e si possa così scrivere:

$$(1) \qquad \overline{E}_u = -\frac{\overline{E}_i}{\overline{B}},$$

in analogia con la formula (16) del n. 7. La relazione $\overline{A}\,\overline{B} \gg 1$, per la formula (3) del numero precedente, può ora scriversi:

$$(2) \qquad \frac{\overline{A}}{1+\overline{Z}_2/\overline{Z}_1} \gg 1 \ ,$$

da cui deriva $1+\overline{Z}_2/\overline{Z}_1 \ll \overline{A}$ o anche, per il grandissimo valore di A di fronte ad *1*, $\overline{A} \gg \overline{Z}_2/\overline{Z}_1$; da questa, passando ai moduli, si ricava:

$$(3) \qquad \frac{Z_2}{Z_1} \ll A \ .$$

Se questa condizione è soddisfatta, vale la (1) che, per le formule (3) e (4) del numero precedente ($\overline{B} = \overline{Z}_1/[\overline{Z}_1+\overline{Z}_2]$, $\overline{E}_i' = \overline{E}_i\,\overline{Z}_2/[\overline{Z}_1+\overline{Z}_2]$), può scriversi:

$$(4) \qquad \overline{E}_u = -\frac{\overline{E}_i'}{\overline{B}} = -\frac{\overline{Z}_1+\overline{Z}_2}{\overline{Z}_1} \cdot \frac{\overline{Z}_2\,\overline{E}_i}{\overline{Z}_1+\overline{Z}_2},$$

assumendo la formula estremamente semplice ed utile:

$$(5) \qquad \overline{E}_u = -\overline{E}_i \frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_1}.$$

In queste condizioni la relazione fra il segnale d'uscita $\overline{E}_u$ ed il segnale d'ingresso $\overline{E}_i$ dipende unicamente dal rapporto delle due impedenze, $\overline{Z}_2/\overline{Z}_1$; la conseguenza più interessante (oltre l'indipendenza del segnale d'uscita $\overline{E}_u$ da qualsiasi variazione che non sia provocata da $\overline{E}_i$, $\overline{Z}_2$ e $\overline{Z}_1$) è *la possibilità di dare alla relazione fra* $\overline{E}_u$ *ed* $\overline{E}_i$ (cioè in pratica, al rapporto fra le ampiezze E_u ed E_i ed allo sfasamento fra $\overline{E}_u$ ed $\overline{E}_i$) *le caratteristiche che più si desiderano agendo unicamente sulle due impedenze* $\overline{Z}_2$ *e* $\overline{Z}_1$.

Quando è soddisfatta la condizione (3), e vale perciò la formula approssimata (5), l'amplificatore attuato secondo lo schema della figura 22 si dice *operazionale* perchè è atto a compiere operazioni lineari sui segnali. Consideriamo, ad esempio, il caso particolare, indicato nella figura 23 *a*), in cui $\overline{Z}_1$ è una resistenza R, mentre $\overline{Z}_2$ è una reattanza capacitiva $1/(j\omega C)$. La formula (5), nel caso attuale, diviene:

$$(6) \qquad \overline{E}_u = -\frac{\overline{E}_i}{j\omega CR};$$

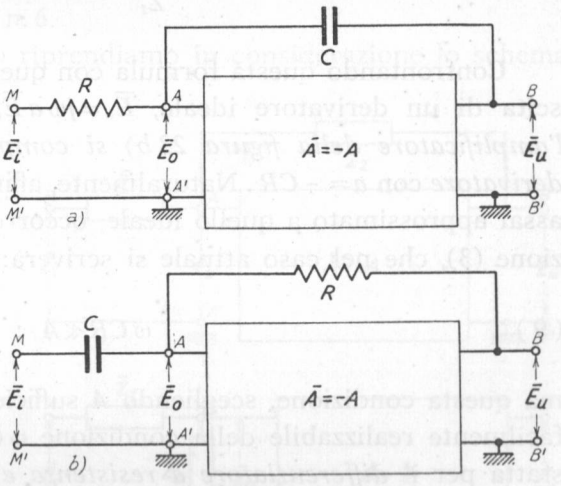


Fig. 23 — *Integratore* e *derivatore* ottenuti con amplificatori operazionali.

confrontata con la formula (6) del n. 1 ($\overline{E}_u = a\overline{E}_i/j\omega$), che esprime il segnale d'uscita di un integratore ideale, essa mostra che *la relazione fra i segnali d'uscita e d'entrata dell'amplificatore operazionale della figura* 23 *a*) *è quella medesima che si ha in un integratore ideale pur di considerare* $a = -1/(CR)$. Poichè però la formula (5), da cui la (6) deriva, non è esatta ma approssimata, anche il comportamento dell'amplificatore della figura 23 *a*) come integratore è approssimato. L'approssimazione deriva dall'aver supposta verificata

la diseguaglianza (3), che nel caso attuale diviene $1/(\omega CR) \ll A$, od anche:

$$(7) \qquad \omega CR \gg \frac{1}{A} ;$$

ora, questa è una condizione che — pur di scegliere A sufficientemente grande — è assai più facilmente realizzabile che non quella che si incontra nell'integratore a resistenza e capacità, $\omega CR \gg 1$ (n. 2), e ciò per qualsiasi frequenza contenuta nel segnale.

In maniera analoga può vedersi che l'amplificatore operazionale indicato nella figura 23 *b*) si comporta come un efficiente derivatore se A è molto grande; nel caso considerato è $\overline{Z}_1 = 1/(j\omega C)$, $\overline{Z}_2 = R$ e pertanto l'espressione (5) del segnale d'uscita diviene:

$$(8) \qquad \overline{E}_u = -\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_1}\overline{E}_i = -j\omega CR\overline{E}_i .$$

Confrontando questa formula con quella che esprime il segnale d'uscita di un derivatore ideale, $\overline{E}_u = j\omega a \overline{E}_i$ (n. 1, form. 5), si vede che *l'amplificatore della figura 23 b) si comporta effettivamente come un derivatore* con $a = -CR$. Naturalmente, affinchè il suo comportamento sia assai approssimato a quello ideale, occorre che sia soddisfatta la condizione (3), che nel caso attuale si scriverà:

$$(9) \qquad \omega CR \ll A ;$$

ma questa condizione, scegliendo A sufficientemente grande, è assai più facilmente realizzabile della condizione $\omega CR \ll 1$ che deve essere soddisfatta per il *differenziatore a resistenza e capacità* (n. 3). In realtà, vedremo nel paragrafo seguente che l'integratore ed il derivatore attuati con amplificatori operazionali non sono che versioni straordinariamente perfezionate dell'integratore e del derivatore a resistenza e capacità che abbiamo studiato nei numeri 2 e 3.

È utile ritornare ancora sul fatto che l'amplificatore operazionale è un amplificatore dotato di reazione negativa. Il suo fattore di reazione $n = |1 - \overline{A}\,\overline{B}| \cong AB$, essendo:

$$(10) \qquad \overline{B} = \frac{1}{1 + \overline{Z}_2/\overline{Z}_1} ,$$

risulta:

$$(11) \qquad n \cong \frac{A}{|1+\overline{Z}_2/\overline{Z}_1|} .$$

Se l'amplificazione è molto elevata, come normalmente avviene negli amplificatori operazionali, e si ha cura che il rapporto $\overline{Z}_2/\overline{Z}_1$ non sia troppo grande, il fattore di reazione può risultare assai rilevante e la controreazione può manifestare in pieno i suoi benefici effetti nei riguardi degli errori, della stabilità e dell'impedenza interna dell'amplificatore.

10. — Gli amplificatori operazionali integratori e derivatori considerati come circuiti a resistenza e capacità - Effetto Miller.

Gli amplificatori operazionali, usati come integratore e derivatore, possono considerarsi una soluzione perfezionata del problema di abbinare gli integratori e derivatori a resistenza e capacità agli amplificatori, messo in evidenza nel n. 6.

Per rendersi conto di ciò riprendiamo in considerazione lo schema generale dell'amplificatore operazionale (fig. 24 *a*) e ricordiamo (n. 8, fig. 20 *a'*, *b'*) che l'effetto dell'impedenza $\overline{Z}_2$, collegata fra l'entrata e l'uscita dell'amplificatore, è quello medesimo di un'impedenza $\overline{Z}_o$ collegata ai morsetti d'ingresso $A\,A'$, nel modo indicato nella figura 24 *b*), ed avente il valore:

$$(1) \qquad \overline{Z}_o = \frac{\overline{Z}_2}{A+1} ;$$

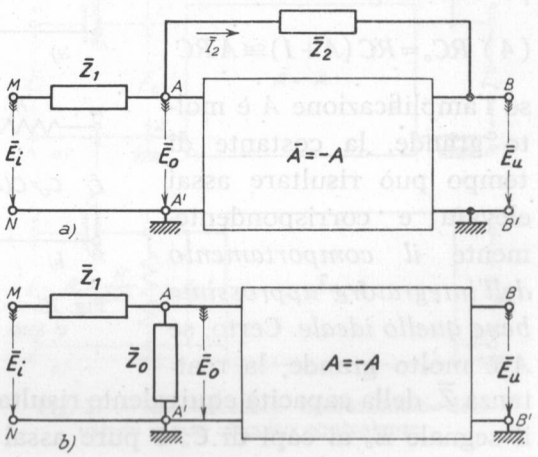


Fig. 24 — Amplificatore operazionale e suo circuito equivalente.

ciò suggerisce di considerare lo schema *b*) della figura 24 come equivalente allo schema *a*) della medesima figura ([17]).

([17]) - Se si calcola la tensione di uscita $\overline{E}_u$ nello schema *b*) della figura 24 e si introducono le medesime approssimazioni di cui ci si è valsi nel n. 9, si ottiene l'espressione tipica del segnale d'uscita dell'amplificatore operazionale $\overline{E}_u = -\overline{E}_i \overline{Z}_2/\overline{Z}_1$.

Nel caso dell'amplificatore operazionale integratore (fig. 25 *a*), essendo $\overline{Z}_2 = 1/(j\omega C)$, risulta:

$$(2) \qquad \overline{Z}_o = \frac{1}{j\omega C(A+1)} \cong \frac{1}{j\omega CA} ;$$

$\overline{Z}_o$ può considerarsi la reattanza presentata da una *capacità equivalente* di valore:

$$(3) \qquad C_o = C(A+1) \cong AC .$$

Tenendo conto di ciò e del fatto che in tal caso è $\overline{Z}_1 = R$, lo schema equivalente dell'amplificatore operazionale integratore risulta quello indicato nella figura 25 *b*); esso è sostanzialmente quello medesimo di un *integratore a resistenza e capacità* (n. 2, fig. 1) seguito da un amplificatore. La *costante di tempo* dell'integratore risulta:

$$(4) \qquad RC_o = RC(A+1) \cong ARC$$

se l'amplificazione A è molto grande, la costante di tempo può risultare assai elevata e corrispondentemente *il comportamento dell'integratore approssima bene quello ideale.* Certo, se A è molto grande, la reattanza $\overline{Z}_o$ della capacità equivalente risulta molto piccola (form. 2) e quindi il segnale E_o ai capi di C_o è pure assai piccolo; ma provvede l'amplificatore, con la sua forte amplificazione A, ad innalzarlo ([18]).

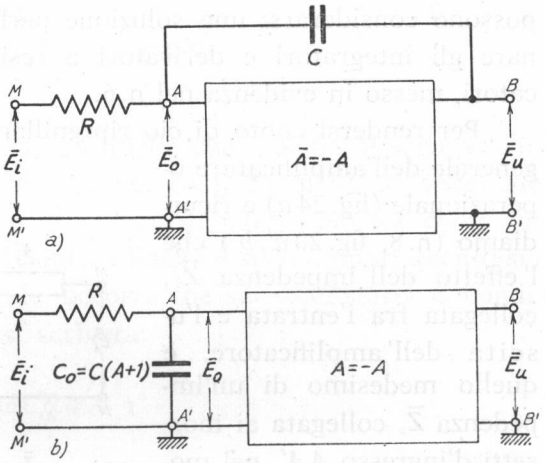


Fig. 25 — Amplificatore operazionale integratore e suo schema equivalente.

([18]) - Lo schema della fig. 25 *b*) e l'equivalenza introdotta potrebbero indurre in errore: si potrebbe pensare che attuando materialmente il circuito della fig. 25 *b*) (ammesso che ciò sia possibile, dato il grande valore che verrebbe ad avere nei casi pratici C_o) si otterrebbe un risultato analogo che con l'amplificatore operazionale effettivo della fig. 25 *a*). Ma ciò non è, perchè nell'amplificatore operazionale è presente la reazione negativa con tutti i suoi noti effetti benefici, mentre essa manca in un circuito attuato secondo lo schema *b*).

Lo schema pratico più semplice con cui può essere realizzato un amplificatore operazionale *integratore* è indicato nella figura 16 ed è spesso

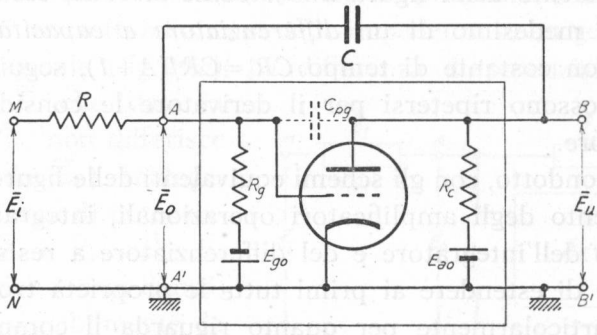


Fig. 26 — Semplice amplificatore operazionale integratore (*integratore di Miller*).

denominato *integratore di Miller*. L'amplificatore è costituito da un unico stadio a resistenza, in cui è manifestamente soddisfatta la condizione $\overline{E}_u = -A\overline{E}_i$; essendo l'amplificazione sempre modesta, l'approssimazione al comportamento ideale risulta, naturalmente, di solito piuttosto scarsa. Nonostante ciò il circuito è interessante sia per la sua semplicità sia per la seguente osservazione: si elimini materialmente il condensatore C; la presenza della capacità placca-griglia del triodo, C_{pg}, fa si che il circuito rimanga ancora qualitativamente dello stesso tipo. Si comprende allora come l'*effetto Miller* che si manifesta negli amplificatori a triodo ([19]) — consistente nella nascita di una capacità equivalente fra griglia e catodo di valore pari ad $(A+1)C_{pg}$ — si inquadri nei fenomeni che stiamo studiando.

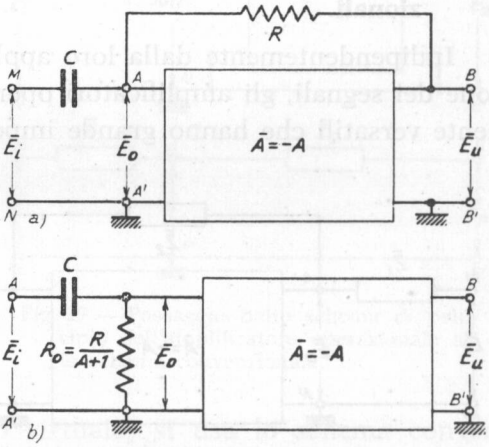


Fig. 27 — Amplificatore operazionale derivatore e suo circuito equivalente.

([19]) - Vol. I, Cap. X, n. 11.

Operando sullo schema dell'*amplificatore operazionale derivatore* (fig. 27 *a*) come abbiamo già fatto su quello dell'integratore, si ottiene lo schema equivalente della figura 27 *b*). Come si vede, esso è sostanzialmente quello medesimo di un *differenziatore a capacità e resistenza* (n. 3, fig. 4), con costante di tempo $CR_o = CR/(A+1)$, seguito da un amplificatore; possono ripetersi per il derivatore le considerazioni fatte per l'integratore.

L'aver ricondotto, con gli schemi equivalenti delle figure 25 *b*) e 27*b*), il funzionamento degli amplificatori operazionali, integratore e derivatore, a quello dell'integratore e del differenziatore a resistenza e capacità, consente di estendere ai primi tutte le proprietà trovate per questi ultimi, particolarmente per quanto riguarda il comportamento di fronte ai segnali a scatto (n. 4, 5).

11. — Il principio del cortocircuito virtuale negli amplificatori operazionali.

Indipendentemente dalla loro applicazione all'integrazione e derivazione dei segnali, gli amplificatori operazionali sono dispositivi estremamente versatili che hanno grande importanza per la tecnica elettronica. La loro comprensione e sopratutto la loro applicazione risulta grandemente agevolata dall'introduzione di un semplice principio (*principio del cortocircuito virtuale*) che ora ci proponiamo di illustrare.

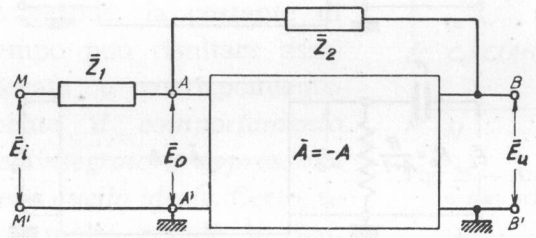


Fig. 28 — Generico amplificatore operazionale.

In un generico amplificatore operazionale (fig. 28) la tensione $\overline{E}_o$ è sempre molto piccola (in valore assoluto) sia di fronte ad $\overline{E}_u$ che ad $\overline{E}_i$: essendo infatti $\overline{E}_u = -\overline{E}_o A$, si può scrivere $\overline{E}_o = -\overline{E}_u/A$, da cui appare subito che $\overline{E}_o$ è, in valore assoluto, molto piccola di fronte ad $\overline{E}_u$ se A è molto grande. D'altra parte è $\overline{E}_u = -\overline{E}_i \overline{Z}_2/\overline{Z}_1$, per cui si può scrivere, in valore assoluto:

$$(1) \qquad E_o = \frac{E_u}{A} = \frac{E_i}{A}\frac{Z_2}{Z_1};$$

poichè si è visto (n. 9, form. 3) che per un buon comportamento dell'am-

plificatore operazionale deve essere $Z_2/Z_1 \ll A$, risulta allora che, come si è asserito, è $E_o \ll E_i$.

Ciò posto, consideriamo la situazione dei potenziali e delle differenze di potenziale ai morsetti ed ai capi delle impedenze in un generico amplificatore operazionale (fig. 29 *a*). La differenza di potenziale ai capi di $\overline{Z}_1$ è $\overline{V}_{MA} = \overline{E}_i - \overline{E}_o$ che, data la piccolezza di $\overline{E}_o$, non differisce praticamente da $\overline{E}_i$; analogamente la differenza di potenziale ai capi di $\overline{Z}_2$ è $\overline{V}_{AB} = \overline{E}_o - \overline{E}_u$ che, per la ragione vista dianzi, non differisce sensibilmente da $-\overline{E}_u$. In tali condizioni, qualunque sia l'effettivo valore di $\overline{E}_i$, non si commette errore apprezzabile, nel calcolare le correnti in $\overline{Z}_1$ e $\overline{Z}_2$, se si considera uguale a zero la tensione fra A ed A' (fig. 29 *b*) come se fra i morsetti esistesse un *cortocircuito*; si tratta però, in ogni caso, di un *cortocircuito virtuale* perchè in realtà nessuna corrente apprezzabile fluisce fra i morsetti AA', che sono collegati all'ingresso dell'amplificatore (n. 8, fig. 20 *a'*). Per indicare tale proprietà (principio del cortocircuito virtuale) si usa lo schema convenzionale della figura 29 *c*), che si rivela di grande utilità per tutto lo studio degli amplificatori operazionali ([20]).

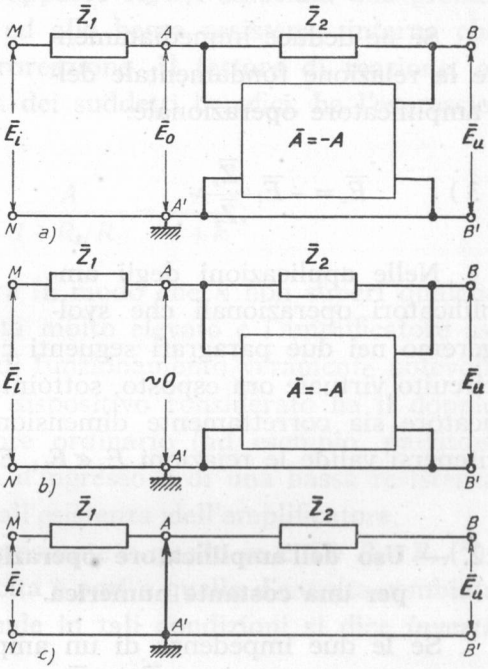


Fig. 29 — Passaggio dallo schema di principio dell'amplificatore operazionale allo schema convenzionale.

Per imparare ad usare lo schema convenzionale, ci varremo di esso per ritrovare la nota relazione fra il segnale d'uscita e quello d'entrata dell'amplificatore operazionale ($\overline{E}_u = -\overline{E}_i \cdot \overline{Z}_2/\overline{Z}_1$). Poichè fra A ed A' tutto avviene come se esistesse un cortocircuito, la corrente in $\overline{Z}_1$ (fig. 30 *a*) è semplicemente $\overline{I}_{MA} = \overline{E}_i/\overline{Z}_1$; analogamente la corrente in $\overline{Z}_2$ risulta (fig. 30 *b*)

([20]) - Per indicare l'esistenza del cortocircuito virtuale fra i morsetti A ed A', si suole anche denominare il morsetto A *massa virtuale* o, meno propriamente, *terra virtuale*.

$\overline{I}_{BA}=\overline{E}_u/\overline{Z}_2$. Ma d'altra parte fra A ed A' (fig. 30 *c*) non circola in realtà nessuna corrente e perciò nel *nodo* A si deve avere $\overline{I}_{BA}=-\overline{I}_{MA}$, da cui deriva:

$$(2)\qquad \frac{\overline{E}_u}{\overline{Z}_2}=-\frac{\overline{E}_i}{\overline{Z}_1}\,.$$

Se ne deduce immediatamente la relazione fondamentale dell'amplificatore operazionale:

$$(3)\qquad \overline{E}_u=-\overline{E}_i\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_1}\,.$$

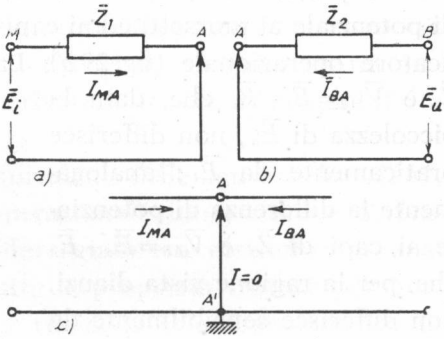


Fig. 30 — Applicazione del principio del *cortocircuito virtuale.*

Nelle applicazioni degli amplificatori operazionali che svolgeremo nei due paragrafi seguenti ci varremo del principio del cortocircuito virtuale ora esposto, sottointendendo, in ogni caso, che l'amplificatore sia correttamente dimensionato, così che veramente possano ritenersi valide le relazioni $E_o \ll E_i$, $E_o \ll E_u$.

12. — Uso dell'amplificatore operazionale per moltiplicare un segnale per una costante numerica.

Se le due impedenze di un amplificatore operazionale sono l'una multiplo reale dell'altra, $\overline{Z}_2=k\,\overline{Z}_1$, la tensione d'uscita $\overline{E}_u$ è pari al prodotto della tensione d'ingresso per $-k$. Applicando infatti l'espressione generale della tensione d'uscita si ha:

$$(1)\qquad \overline{E}_u=-\overline{E}_i\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_1}=-k\,\overline{E}_i\,.$$

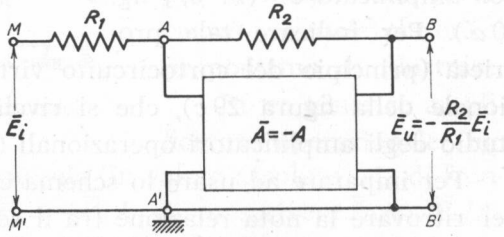


Fig. 31 — Uso dell'amplificatore operazionale per moltiplicare un segnale per una costante numerica negativa.

Nelle applicazioni pratiche di questa proprietà le due impedenze sono sempre *resistenze* R_1, R_2 fra loro legate dalla relazione $R_2=k\,R_1$ e lo schema dell'amplificatore operazionale risulta quello indicato nella figura 31. A se-

conda che R_2 è maggiore o minore di R_1, k è maggiore o minore di 1: l'operazione si traduce quindi in una amplificazione od in una attenuazione di un segnale, entrambe controllate dalla scelta dei valori delle due resistenze ([21]). In funzione di amplificatore il dispositivo ha il pregio, di fronte ad un amplificatore ordinario, della facilità con cui si regola l'amplificazione (agendo sul rapporto R_2/R_1) associata alla grande stabilità, alle minime distorsioni ed alla bassa resistenza interna che derivano dall'esistenza della controreazione. Il fattore di reazione, al cui valore è commensurata l'entità dei suddetti benefici, ha l'espressione (n. 9, form. 11):

$$(2) \qquad n=\frac{A}{|1+\overline{Z}_2/\overline{Z}_1|}=\frac{A}{1+R_2/R_1}=\frac{A}{1+k};$$

con A dell'ordine di 10^4, se si opera in modo che k non superi qualche decina, il fattore di reazione risulta molto elevato e l'amplificatore assume doti di stabilità e sicurezza di funzionamento veramente notevoli.

In funzione di attenuatore, il dispositivo considerato ha il doppio pregio di fronte ad un attenuatore ordinario (ad esempio, partitore resistivo) di una grande resistenza d'ingresso e di una bassa resistenza d'uscita, proprietà che derivano dall'esistenza dell'amplificatore.

Un caso particolare molto interessante è quello in cui è $R_1=R_2$ ([22]); si ha allora $k=1$ e la tensione d'uscita è pari a quella d'entrata cambiata di segno: l'amplificatore operazionale in tali condizioni si dice *invertitore di segno.*

13. — Amplificatore operazionale con più segnali d'ingresso. Sommatore.

All'amplificatore operazionale possono essere applicati vari segnali d'ingresso $\overline{E}_{i1}, \overline{E}_{i2}, \ldots . E_{in}$ attraverso altrettante impedenze $\overline{Z}_{11}, \overline{Z}_{12}, \ldots, \overline{Z}_{1n}$ nel modo indicato nella figura 32 ([23]). Valendoci del principio del cor-

([21]) - Ricordiamo che per un funzionamento corretto dell'amplificatore operazionale deve essere soddisfatta la condizione $A \gg Z_2/Z_1$ che qui — essendo $k=\overline{Z}_2/\overline{Z}_1$ — si scriverà $k \ll A$. Normalmente, con A dell'ordine di 10^4 si fa in modo che k non superi qualche decina.

([22]) - Nel caso attuale, per la formula (2), il fattore di reazione è uguale ad $A/2$ e risulta pertanto rilevantissimo.

([23]) - Devono sussistere in questo caso le diseguaglianze $Z_2/Z_{11} \ll A$, $Z_2/Z_{12} \ll A$, ... $Z_2/Z_{1n} \ll A$.

tocircuito virtuale (simboleggiato dallo schema convenzionale di fig. 33) possiamo scrivere agevolmente i valori delle correnti nelle varie impedenze; si ha:

$$(1)\qquad \begin{cases} \overline{I}_{11}=\dfrac{\overline{E}_{i1}}{\overline{Z}_{11}}\,,\ \overline{I}_{12}=\dfrac{\overline{E}_{i2}}{\overline{Z}_{12}}\,,\ \ldots\ldots,\ \overline{I}_{1n}=\dfrac{\overline{E}_{in}}{\overline{Z}_{in}}\,, \\ \overline{I}_{2}=\dfrac{\overline{E}_{u}}{\overline{Z}_{2}}\,. \end{cases}$$

Poichè, in realtà, nel cortocircuito virtuale non si istrada alcuna

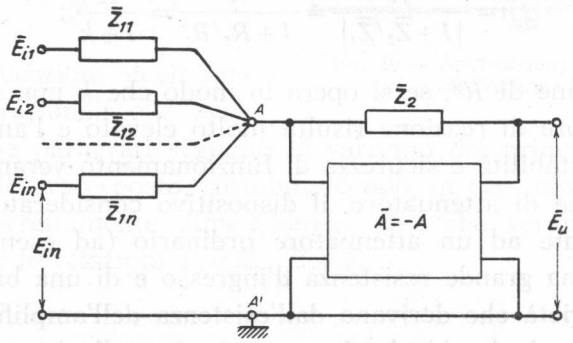


Fig. 32 — Amplificatore operazionale con n segnali d'ingresso.

corrente, nel nodo A (fig. 33) deve sussistere la relazione $\overline{I}_2=-\overline{I}_1=$ $=-(\overline{I}_{11}+\overline{I}_{12}+\ldots.+\overline{I}_{1n})$. Sostituendo le espressioni (1) si ottiene:

$$(2)\qquad \frac{\overline{E}_u}{\overline{Z}_2}=-\left(\frac{\overline{E}_{i1}}{\overline{Z}_{11}}+\frac{\overline{E}_{i2}}{\overline{Z}_{12}}+\ldots.+\frac{\overline{E}_{in}}{\overline{Z}_{1n}}\right),$$

da cui si ricava la formula definitiva:

$$(3)\qquad \overline{E}_u=-\left(\overline{E}_{i1}\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{11}}+\overline{E}_{i2}\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{12}}+\ldots.+\overline{E}_{in}\frac{\overline{Z}_2}{\overline{Z}_{1n}}\right),$$

che esprime la relazione fra il segnale d'uscita ed i vari segnali d'ingresso. Essa mostra che il dispositivo della figura 32 è una generalizzazione di quello già studiato; esso è in grado di compiere contemporaneamente operazioni diverse su segnali diversi. Così, ad esempio, l'amplificatore

della figura 34 fornisce in uscita un segnale $\overline{E}_u$ che ha l'espressione:

$$(4) \qquad \overline{E}_u = -\left(\overline{E}_{i1}\frac{R_2}{R_1} + \overline{E}_{i2}\cdot j\omega C_1 R_2\right);$$

se $\overline{E}_{i2}=0$ la formula diviene $\overline{E}_u = -\overline{E}_{i1}R_2/R_1$ e ciò mostra che l'amplificatore operazionale moltiplica $\overline{E}_{i1}$ per $-k = -R_2/R_1$. Se è $\overline{E}_{i1}=0$ la formula diviene $\overline{E}_u = -j\omega C_1 R_2 \overline{E}_{i2}$ e ciò mostra (n. 9, form. 8) che l'amplificatore operazionale fornisce in uscita la derivata, cambiata di segno e moltiplicata per $C_1 R_2$, del segnale d'ingresso. In presenza di entrambi i segnali, in definitiva, l'amplificatore operazionale moltiplica per R_2/R_1 il segnale $\overline{E}_{i1}$, deriva e moltiplica per C_1R_2 il segnale $\overline{E}_{i2}$, ed infine cambia il segno della somma dei segnali così prodotti.

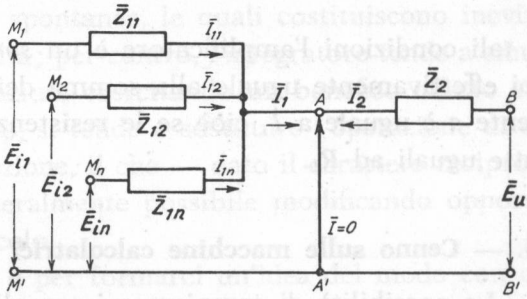


Fig. 33 — Applicazione del principio del cortocircuito virtuale al circuito di figura 32.

Un caso particolare, di grande interesse, dell'amplificatore della figura 32 è quello in cui tutte le impedenze corrispondenti ai vari segnali e l'*impedenza di reazione* $\overline{Z}_2$ sono resistenze. Posto:

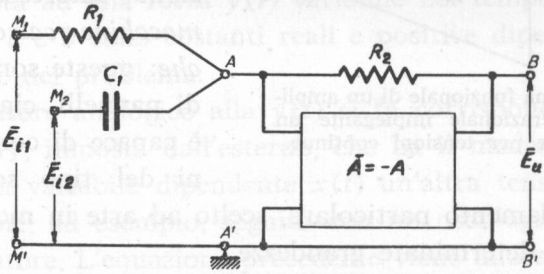


Fig. 34 — Questo circuito fa la derivata di $\overline{E}_{i2}$, moltiplica per R_2/R_1 il segnale $\overline{E}_{i1}$ e cambia il segno.

$$(5) \qquad a_1 = \frac{R_2}{R_{11}}, \quad a_2 = \frac{R_2}{R_{12}}, \ldots, a_n = \frac{R_2}{R_{1n}},$$

l'espressione (3) del segnale d'uscita diviene:

$$(6) \qquad \overline{E}_u = -(a_1\overline{E}_{i1} + a_2\overline{E}_{i2} + \ldots + a_n\overline{E}_{in});$$

l'amplificatore compie dunque la *combinazione lineare* dei segnali applicati all'ingresso, oltre la solita inversione di segno complessiva. Se le resistenze relative ai vari segnali sono uguali fra loro, anche i coefficienti sono uguali ($a_1 = a_2 = \ldots = a_n = a$) ed il segnale d'uscita risulta semplicemente proporzionale alla *somma* dei segnali d'ingresso:

$$\overline{E}_u = -a(\overline{E}_{i1} + \overline{E}_{i2} + \ldots + a_n \overline{E}_{in}) \; ; \tag{7}$$

in tali condizioni l'amplificatore è un *sommatore*. Il segnale d'uscita è poi effettivamente uguale alla somma dei segnali d'ingresso se il coefficiente a è uguale a *1*, cioè se le resistenze relative ai vari segnali sono tutte uguali ad R_2.

14. — Cenno sulle macchine calcolatrici analogiche.

La possibilità di compiere sui segnali le operazioni di integrazione, derivazione, combinazione lineare (coi casi particolari della somma e della moltiplicazione per una costante numerica) e varie altre che non abbiamo preso in considerazione, ha trovato applicazione interessantissima nelle *macchine calcolatrici analogiche*: queste sono dei complessi di pannelli, ciascuno dei quali è capace di compiere operazioni del tipo sopraindicato su tensioni ad andamento particolare, scelto ad arte in modo da simulare l'andamento di determinate grandezze.

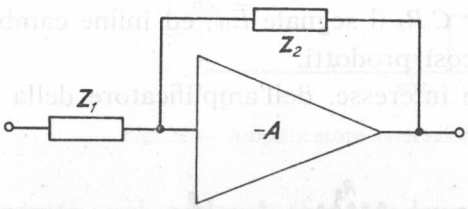


Fig. 35 — Schema funzionale di un amplificatore operazionale impiegante un amplificatore per tensioni continue.

Alla base dei vari pannelli vi sono gli *amplificatori operazionali*, di cui si è parlato nei paragrafi precedenti. Siccome le tensioni che intervengono nelle operazioni di calcolo possono avere variazioni lentissime ed anche conservare valore costante per un certo tempo, gli amplificatori operazionali devono essere attuati con quegli amplificatori per tensioni continue di cui abbiamo parlato nel Cap. VII; ad evitare gli errori prodotti dalla *deriva*, essi sono comunemente attuati col sistema della *stabilizzatore a chopper* (Cap. VII, n. 9). Nella figura 35 è indicato lo schema funzionale di un amplificatore operazionale in cui si usa il simbolo di

amplificatore introdotto nel Cap. VII (n. 7, fig. 23), che è comunemente usato nella tecnica dei *calcolatori analogici.*

Gli amplificatori operazionali più usati sono i *combinatori lineari* ([24]), considerati nel numero precedente, e gli *integratori.* I derivatori sono invece poco usati: per la natura stessa dell'operazione di derivazione, essi tendono a fornire all'uscita segnali tanto più forti quanto più rapide sono le variazioni del segnale d'ingresso. Deriva da ciò un'esaltazione delle brusche variazioni spontanee, le quali costituiscono inevitabili disturbi e cause di instabilità; per contro, l'integratore tende a smussare le suddette brusche variazioni esercitando un benefico effetto stabilizzante. Nel calcolo, pertanto, si tende a sostituire l'operazione di derivazione con quella di integrazione, il che — dato il carattere reciproco delle due operazioni — è generalmente possibile modificando opportunamente il *programma* di calcolo.

Per renderci conto di ciò e per formarci un'idea del modo con cui opera un calcolatore analogico, consideriamo un esempio particolare. Si debba, ad esempio, risolvere l'equazione differenziale:

$$(1) \qquad \frac{d^2x(t)}{dt^2} + a\frac{dx(t)}{dt} + b\,x(t) = y(t) \ ;$$

per fissare le idee $x(t)$ può rappresentare lo spazio percorso da una massa sottoposta ad una forza $y(t)$ variabile nel tempo con legge prefissata, mentre a e b sono costanti reali e positive dipendenti dalla natura particolare del problema.

Nel calcolatore analogico alla $y(t)$ si fa corrispondere una tensione elettrica $e(t)$, imposta dall'esterno, che ha il medesimo andamento nel tempo; alla variabile dipendente $x(t)$ un'altra tensione $v(t)$ il cui andamento viene, ad esempio, seguito con un oscillografo o registrato con un registratore. L'equazione precedente viene allora sostituita dalla seguente equazione fra grandezze elettriche:

$$(2) \qquad \frac{d^2v(t)}{dt^2} + h\frac{dv(t)}{dt} + k\,v(t) = e(t) \ .$$

([24]) - Il *combinatore lineare* ha lo schema della figura 32 con impedenze costituite da resistenze e la sua operazione è caratterizzata dalle formule (6) e (5) del numero precedente. Se le resistenze sono tutte uguali fra loro il combinatore diviene un *sommatore*; se tutti i segnali d'ingresso sono nulli all'infuori di uno, esso è un *moltiplicatore per una* costante numerica; se questa è uguale ad 1, l'amplificatore diviene un *invertitore di segno.*

dove h e k sono due costanti, corrispondenti alle originarie costanti a e b, che stabiliscono la scala delle tensioni in rapporto alle grandezze originarie (per es., un volt per un metro di spostamento). L'equazione viene poi riscritta nel modo seguente:

$$(3) \qquad \frac{d^2 v(t)}{dt^2} = -h \frac{dv(t)}{dt} - k\, v(t) + e(t) \ ,$$

e si ragiona su di essa nel modo che ora vedremo.

Si comincia a supporre, per un momento, di avere a disposizione un segnale $e_o(t) = d^2 v(t)/dt^2$ e di poterlo applicare al morsetto d'ingresso *0* di un integratore, come è indicato nello schema di principio della figura 36. Alla sua uscita si avrà un segnale $e_i(t)$ proporzionale all'integrale di $e_o(t)$: supponiamo che la costante di proporzionalità sia -1, cosicchè risulta:

$$(4) \qquad e_i(t) = -\int e_o\, dt = -\frac{dv(t)}{dt} \ .$$

Il segnale $e_1(t)$ è applicato all'integratore 2 e ad un combinatore lineare (3). L'integratore, avente costante di proporzionalità uguale $a-1$, fornisce al morsetto 2 di uscita una tensione:

$$(5) \qquad e_2(t) = -\int e_1\, dt = v(t) \ ;$$

al combinatore lineare 3 è applicata, oltre che la tensione $e_1(t)$, anche la tensione $e(t)$ imposta dall'esterno. Il risultato della combinazione lineare delle due tensioni sarà generalmente $-(m\, e_1 + n\, e)$; la costituzione dell'amplificatore operazionale è però scelto in modo tale che risulti $m = h$, $n = 1$. Il segnale d'uscita risulta pertanto:

$$(6) \qquad e_3(t) = -(h\, e_1 + e) = h \frac{dv(t)}{dt} - e(t) \ .$$

Esso viene inviato, insieme al segnale d'uscita dell'integratore, ad un nuovo combinatore lineare che compie l'operazione $-(k\, e_2 + e_3)$; il segnale d'uscita, presente al morsetto 4, risulta dunque:

$$(7) \qquad e_4(v) = -(k\, e_2 + e_3) = -k\, v(t) - h \frac{dv(t)}{dt} + e(t)$$

Confrontando questa relazione con l'equazione (3) si vede subito che i secondi membri sono eguali fra loro; se ne deduce l'eguaglianza dei primi membri, ossia la relazione:

$$(8) \qquad e_4(v)=\frac{d^2v(t)}{dt^2}=e_0(t)$$

All'uscita della catena degli amplificatori operazionali (punto 4) si ha

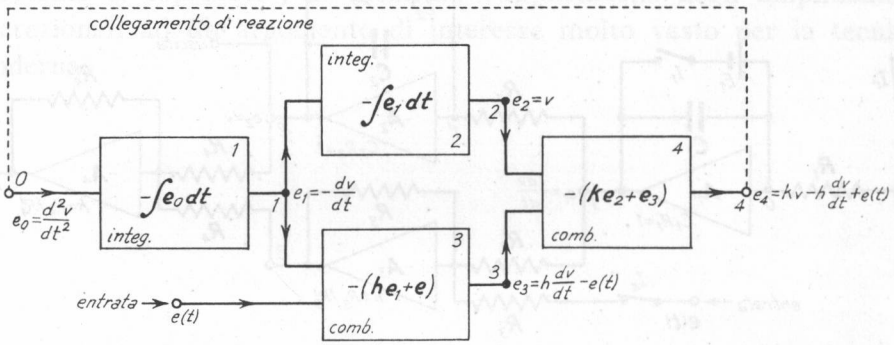


Fig. 36 — Schema di principio di un calcolatore atto a risolvere l'equazione (2).

dunque la tensione $e_0(t)$ che abbiamo supposto essere applicata al suo ingresso (punto *0*): orbene, l'artifizio per ottenere la risoluzione della equazione è proprio quello di collegare il punto 4 col punto 0 (linea tratteggiata), così che il segnale d'uscita $e_4(t)$ divenga l'effettivo segnale $e_0(t)=d^2v/dt^2$), capace di produrre all'uscita la suddetta tensione $e_1(t)$. Effettuato il collegamento fra i punti 4 ed 1 e chiusa così la *maglia di reazione*, il complesso viene ad essere un circuito in reazione che, sotto l'azione della tensione $e(t)$ imposta dall'esterno, è capace di fornire nel punto 2 la variabile dipendente $v(t)$ che risolve l'equazione differenziale (2). Un oscillografo od un registratore collegati al punto 2 consentono, così, di seguire l'andamento nel tempo di $v(t)$ corrispondente a quello della $x(t)$ dell'equazione originaria (1). Nello stesso modo nei punti *1* e *0* sono disponibili — e quindi misurabili o visibili all'oscillografo — le tensioni $e_1(t)=-dv/dt$ ed $e_0(t)=d^2v/dt^2$ il cui andamento corrisponde a quello della derivata prima e seconda di $x(t)$.

Nella figura 37 è indicato lo schema funzionale corrispondente allo schema di principio della figura 36; sono ben visibili i quattro amplificatori operazionali ed in particolare i *combinatori lineari* (3) e (4) — in cui è rispettivamente $h=R_3/R_3'$, $k=R_4/R_4'$ — e gli integratori (1) e (2) caratterizzati dalle costanti di tempo $R_1C_1=1$, $R_2C_2=1$. In parallelo alle due capacità C_1, C_2 degli integratori sono indicate due sorgenti di f. e. m.

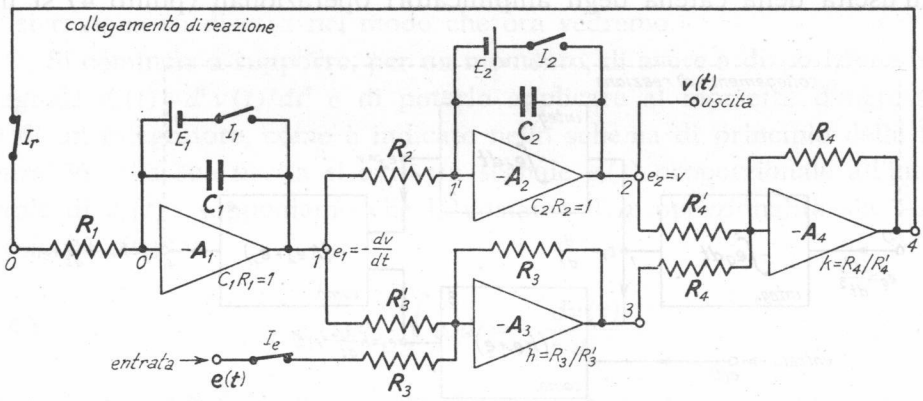


Fig. 37 — Schema funzionale del calcolatore considerato nella figura 36.

continua E_1, E_2, collegabili mediante gli interruttori I_1, I_2: il loro scopo è quello di introdurre nel calcolo le *condizioni iniziali* relative ai valori di $x(t)$ e dx/dt (posizione e velocità iniziale della massa nell'esempio sopra accennato) al tempo zero, che nel circuito corrispondono ai valori di e_2 (punto 2) e di e_1 (punto 1) per $t=0$.

Per comprendere come ciò avvenga, cominciamo col considerare *aperti* gli interruttori I_e ed I_r (cioè staccata la tensione e ed inesistente il collegamento di reazione), *chiusi* gli interruttori I_1 ed I_2, cosicchè le capacità C_1 e C_2 risultino cariche alle tensioni E_1 ed E_2. Poichè le capacità sono connesse fra gli ingressi $(0', 1')$ e le uscite $(1, 2)$ dei due amplificatori (A_1, A_2) e, d'altra parte, gli ingressi sono *virtualmente a massa* (n. 11: principio del cortocircuito virtuale), i due punti *1* e *2* si troveranno, rispetto a massa, ai potenziali $-E_1$ ed E_2; sarà dunque $e_1=-E_1$, $e_2=E_2$.

In queste condizioni, ad un certo istante, scelto come origine dei tempi $(t=0)$, si operi bruscamente (mediante relais) la contemporanea apertura degli interruttori I_1, I_2 e chiusura degli interruttori I_e, I_r: il calcolatore entra in funzione e le tensioni dei vari punti si evolvono nel

tempo partendo dalle condizioni preesistenti. In particolare, poichè nei punti 2 ed 1 si aveva $e_2 = E_2$, $e_1 = -E_1$, le condizioni iniziali saranno caratterizzate da $v = E_2$, $dv/dt = E_1$; basterà scegliere opportunamente i valori di E_1 ed E_2 perchè le condizioni iniziali di calcolo corrispondano effettivamente ai valori iniziali di $x(t)$ e di dx/dt imposti dalla natura del particolare problema considerato.

L'esempio esaminato non fornisce che una pallida idea del *calcolo elettronico analogico* ([25]); esso ha permesso però di vedere la natura del problema e, sopratutto, di mostrare l'applicazione degli amplificatori operazionali ad un argomento di interesse molto vasto per la tecnica moderna.

([25]) - Il testo fondamentale sull'argomento è: G. A. KORN, T. M. KORN — *Electronic analog and hybrid computers* (Ed. Mc Graw-Hill, 1964).

CAPITOLO IX

TRASLAZIONE TEMPORALE DEI SEGNALI

1. — Traslazione temporale dei segnali (ritardo) prodotta dalle linee.

Nella tecnica elettronica interessa qualche volta *traslare nel tempo* (naturalmente *in ritardo*) un determinato segnale senza alterarne la forma. Gli scopi di tale *operazione lineare* sono molteplici: uno, ovvio, è quello di far giungere il segnale ad un utilizzatore dopo un certo tempo τ prestabilito; un altro è, ad esempio, quello di modificare la forma di un segnale sovrapponendo ad esso il segnale stesso ritardato opportunamente ed eventualmente cambiato di segno ([1]).

Una *linea*, bifilare o coassiale, con piccole perdite, è in grado di compiere l'operazione di *traslazione temporale*: applicando, infatti, il segnale ad un suo estremo, esso giunge nell'altro (opportunamente chiuso sulla *resistenza caratteristica*) ritardato di un tempo τ_0, pari al rapporto fra lunghezza l della linea e la *velocità di propagazione* V sulla medesima, $\tau_0 = l/V$ ([2]). Pur essendo state le linee già studiate nel Vol. II (Cap. XIII), è utile, per le applicazioni, approfondirne l'esame in relazione all'introduzione in esse di segnali a gradino e di segnali derivati da questi.

Consideriamo una linea bifilare, praticamente priva di perdite, indefinitamente lunga o chiusa sula sua resistenza caratteristica R_0 (fig. 1); applichiamo bruscamente all'estremo sinistro, mediante chiusura di un

---

([1]) - Ad esempio, se il segnale è un gradino e si sovrappone ad esso un gradino ritardato di un tempo τ e cambiato di segno, si ottiene un impulso rettangolare di durata τ.

([2]) - Con le linee usuali il procedimento avrebbe valore pratico molto scarso per la grande lunghezza che dovrebbe avere la linea anche per produrre piccoli ritardi; ma esso diviene perfettamente utilizzabile adottando *linee di ritardo*, di costruzione speciale, di cui diremo nel n. 5.

interruttore all'istante t', una tensione continua E. Prima di t' nella linea non c'è nè corrente nè tensione in alcun punto; all'istante t' la situazione è la medesima all'infuori che nell'estremo sinistro dove vi è la tensione E applicata ed una corrente $I=E/R_0$ ([3]). Subito dopo t' la tensione e la corrente si propagano verso destra con una velocità V che dipende dalla costituzione della linea stessa ([4]). Ad un certo istante t'' si ha una tensione E fra i fili ed una corrente E/R_0 in essi per tutto il primo tratto di linea di lunghezza $x''=V(t''-t')$, mentre a destra di x'' la corrente e la tensione sono ancora nulle; la situazione della tensione e della corrente lungo la linea all'istante t'' è indicata dai diagrammi *a*) e *b*) della figura 1. Si ha dunque un'*onda* di tensione ed un'*onda* di corrente entrambe *a gradino*, che si propagano da sinistra verso destra con velocità V; in conseguenza della propagazione dell'onda, in ogni punto della linea la tensione e la corrente sono funzioni *a gradino* del tempo, cioè sono nulle fino all'istante in cui in quel punto giunge il *fronte* dell'onda e da quell'istante hanno i valori E ed $I=E/R_0$; ad esempio, alla distanza x'', la tensione e la corrente hanno l'andamento a

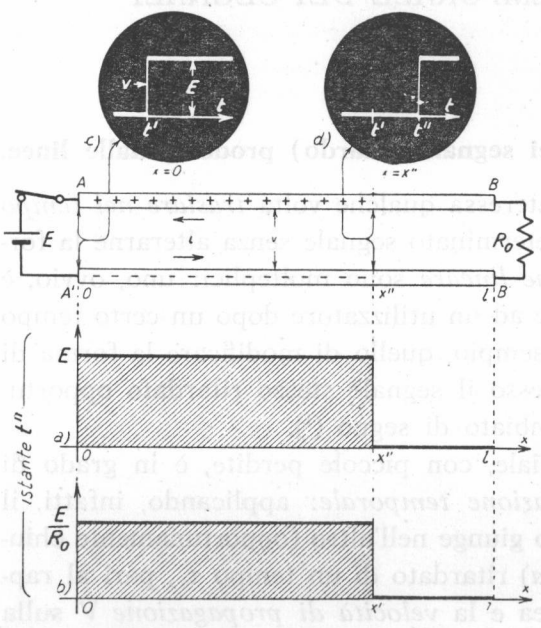


Fig. 1 — Propagazione di un'onda a gradino di tensione e di corrente lungo una linea bifilare.

([3]) - La linea, infatti, si comporta come una resistenza R_0.

([4]) - La velocità di propagazione in una linea ha l'espressione:

$$V=1/\sqrt{\varepsilon\,\mu}\,,$$

dove ε e μ sono la costante dielettrica e la permeabilità magnetica del mezzo interposto fra i conduttori. Se il mezzo ha costante dielettrica relativa ε_r e permeabilità magnetica relativa μ_r la velocità risulta:

$$V=1/\sqrt{\varepsilon_0\,\mu_0\cdot\varepsilon_r\,\mu_r}=3\cdot 10^8/\sqrt{\varepsilon_r\,\mu_r} \qquad \text{(m/sec)}\,.$$

Nei dielettrici flessibili tipo politene si ha $\mu_r=1$, $\varepsilon_r\cong 2{,}3$, per cui risulta $V\cong 2\cdot 10^8$ m/sec.

gradino indicato nel diagramma *d*) della figura 1. Confrontando tale gradino con quello indicato nel diagramma *c*), appare chiara l'origine della traslazione temporale del segnale che si ha lungo la linea: alla distanza x'' la traslazione temporale del segnale è $\tau_0 = t'' - t' = x''/V$.

Se l è la lunghezza del tronco di linea, il fronte delle onde arriva all'estremo ad un istante $t_1 = t' + l/V$. Da questo istante la situazione sulla linea ha raggiunto uno stato di regime: fluisce, e continua a fluire, in R_0 (e nei fili di inea) la corrente $I = E/R_0$, mentre ai capi di R_0 (e tra i fili di linea) si localizza e rimane la tensione E; il generatore collegato alla linea eroga una potenza $P = EI = E^2/R_0$ ed una potenza uguale si dissipa nella resistenza R_0 collegata all'altro estremo. I fili paralleli della linea possiedono *una capacità distribuita C che, a causa della tensione E fra essi localizzata, ha accumulato* (*durante il progredire dell'onda da un estremo all'altro*) *una carica* $Q = CE$ *ed una energia elettrostatica* $CE^2/2$; analogamente *nell'induttanza L distribuita lungo la linea si accumula un'energia* $LI^2/2$.

2. — Riflessione delle onde a gradino.

Consideriamo una variante della disposizione indicata nella figura 1: un tronco di linea, ancora chiuso all'estremo destro sulla resistenza R_0, è collegato all'altro estremo, all'istante t', ad un generatore continuo di f.e.m. E, tramite una resistenza uguale alla resistenza caratteristica della linea R_0 (fig. 2). In queste condizioni, poichè la linea offre ai suoi morsetti d'ingresso una resistenza pari ad R_0, la tensione che si ha all'ingresso della linea al momento della chiusura dell'interruttore ha il valore $E/2$ e la corrente il valore $E/(2R_0)$; gli stessi valori hanno le intensità delle onde di tensione e di corrente che (con le modalità esaminate in relazione alla fig. 18) percorrono la linea da sinistra verso destra.

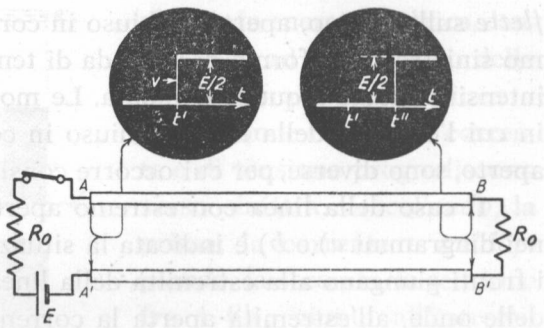


Fig. 2 — Linea alimentata da un generatore attraverso ad una resistenza uguale alla resistenza caratteristica.

Ciò posto, prendiamo in esame il caso in cui il tronco di linea, colle-

gato al generatore nel modo ora visto, abbia all'altro estremo i morsetti aperti oppure in cortocircuito; vi sia cioè, nella figura 2, al posto di R_0 una resistenza infinitamente grande o nulla. Quando si chiude l'interruttore la linea si comporta, di fronte alla tensione applicata, ancora come una resistenza R_0, poichè la situazione diversa all'estremità della linea non può avere alcun effetto sulla propagazione prima che il fronte delle onde raggiunga l'estremità stessa. Le onde si propagano con le stesse modalità che nel caso precedente (cioè con intensità $E/2$ ed $E/2R_0$) fino a che i fronti non giungono all'estremo destro in cui la situazione cambia notevolmente ed improvvisamente. Infatti, a differenza del caso precedente, in cui l'energia associata si dissipava completamente in R_0, qui le onde non possono proseguire perchè la linea finisce e la terminazione (R infinitamente grande o nulla) non provoca alcuna dissipazione. Il risultato è che l'energia in arrivo *si riflette* sull'estremo, aperto o chiuso in cortocircuito, e torna verso l'estremo sinistro sotto forma di un'onda di tensione ed un'onda di corrente di intensità uguale a quelle d'andata. Le modalità della riflessione, nel caso in cui l'estremo della linea è chiuso in cortocircuito e nel caso in cui è aperto, sono diverse, per cui occorre considerare i due casi separatamente.

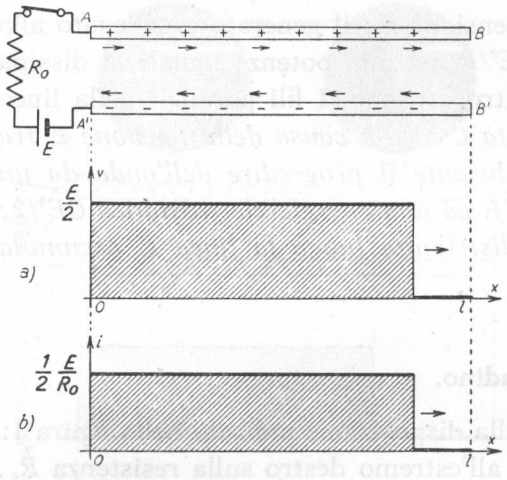


Fig. 3 — Linea aperta ad un estremo: situazione delle onde poco prima della riflessione.

Il caso della linea con estremo aperto è considerato nella figura 3: nei diagrammi *a*) e *b*) è indicata la situazione delle onde poco prima che i fronti giungano alla estremità della linea. Proseguendo la propagazione delle onde, all'estremità aperta la corrente deve necessariamente annullarsi; poichè manca dissipazione ciò può avvenire unicamente con un'inversione della corrente, cioè con la nascità di un'onda di corrente uguale ma di segno opposto che si propaga da destra verso sinistra. La situazione dell'onda di corrente, diretta e riflessa, poco dopo la riflessione è indicata nel diagramma *a*) della figura 4; l'onda riflessa, propagandosi all'estremo aperto verso sinistra, annulla progressivamente la corrente linea e tutto avviene come se la primitiva onda, dopo aver raggiunto

l'estremo aperto, si *ritirasse* progressivamente verso l'origine, quasi venisse riassorbita (fig. 4 *b*).

Contemporaneamente alla nascita dell'onda retrograda di corrente si ha un'onda retrograda di tensione, di intensità uguale a quella primitiva e *di ugual segno*, come è indicato nel diagramma *a*) della figura 5 relativo allo stesso istante a cui corrispondono i diagrammi della figura 4; ne deriva che là dove esiste l'onda retrograda (cioè la dove la corrente è nulla) la tensione fra i fili risulta doppia, $v=E$ (fig. 5 *b*). La spiegazione di questo comportamento dell'onda di tensione è la seguente: all'annullamento della corrente nei fili di linea corrisponde un annullamento dell'energia associata al campo magnetico ad essa prodotto; ma poichè quest'energia non può andare distrutta, essa si trasforma in energia elettrica, dando luogo ad un aumento della tensione fra i fili della linea.

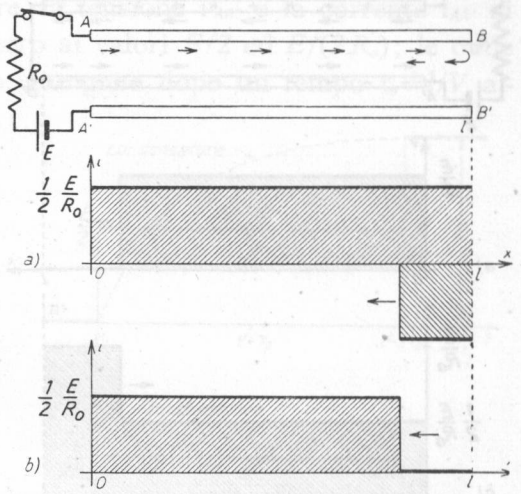


Fig. 4 — Situazione dell'onda di corrente poco dopo che è avvenuta la riflessione.

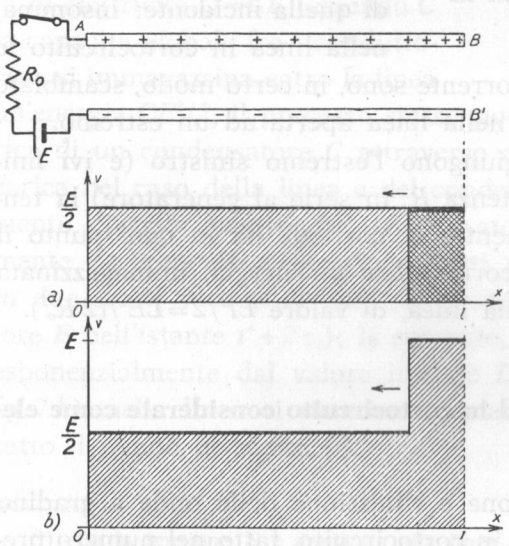


Fig. 5 — Situazione dell'onda di tensione contemporanea a quella dell'onda di corrente di figura 4.

Le onde riflesse di corrente e di tensione progrediscono verso sinistra, *cancellando*, la prima, la corrente e *raddoppiando*, la seconda, la tensione fra i fili; giunte all'estremo sinistro non possono ulteriormente progredire, ma non si riflettono per la presenza della resistenza in serie al generatore, uguale alla resistenza caratteristica della linea. Dal momento in cui le onde riflesse sono giunte all'estremo sinistro, lungo

la linea si ha dappertutto una tensione costante uguale ad E ed una corrente nulla: se C è la capacità distribuita del tronco di linea, una carica $Q=CE$ si localizza sui conduttori ed un'energia elettrostatica $CE^2/2$ risulta immagazzinata nella linea stessa.

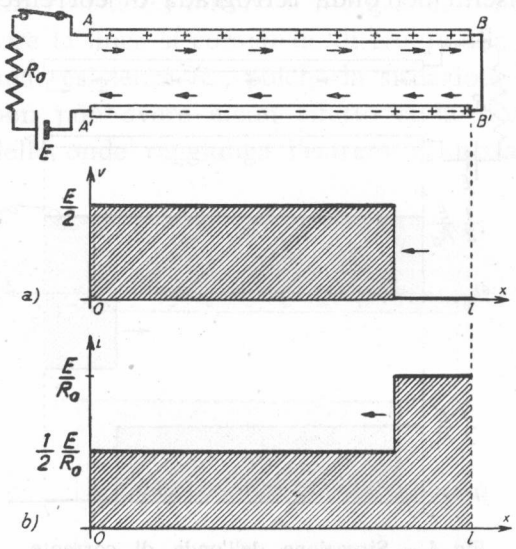


Fig. 6 — Linea in cortocircuito: situazione poco dopo che si è verificata la riflessione. Dove coesistono le onde dirette e le onde riflesse la tensione è nulla, la corrente ha il valore E/R_0.

Prendiamo ora in considerazione la linea in cortocircuito (fig. 6). Qui, nell'estremo in cortocircuito, la tensione non può che essere sempre nulla; conseguentemente, quando l'onda di tensione (di intensità $E/2$) giunge all'estremo destro, nasce un'onda di tensione riflessa, di polarità opposta a quella incidente. La onda di corrente riflessa, invece, è tale da dar luogo sulla linea ad una corrente doppia di quella incidente: insomma, nella linea in cortocircuito le situazioni della tensione e della corrente sono, in certo modo, scambiate rispetto a quelle che si avevano nella linea aperta ad un estremo.

Quando le onde rilesse raggiungono l'estremo sinistro (e ivi finiscono per la presenza della resistenza R_0 in serie al generatore) la tensione è zero su tutta la linea mentre la corrente ha in ogni punto il valore E/R_0: a questa corrente corrisponde un'energia, immagazzinata nella induttanza distribuita L della linea, di valore $LI^2/2=LE^2/(2R_0^2)$.

3. — Linee con estremo aperto ed in cortocircuito considerate come elementi circuitali.

Dallo studio della propagazione e riflessione delle onde a gradino sulle linee con estremo aperto ed in cortocircuito, fatto nel numero precedente, è interessante dedurre l'andamento nel tempo della tensione e della corrente ai morsetti di ingresso AA' quando essi sono connessi ad

un generatore di resistenza interna uguale alla resistenza caratteristica della linea.

Nel caso della linea con estremo aperto (figg. 3, 4, 5), nell'istante t' in cui viene chiuso l'interruttore, la tensione $v_{AA'}$ e la corrente $i_{AA'}$ ai morsetti AA' passano dal valore zero ai valori $E/2$ ed $E/(2R_0)$; le onde di tensione e di corrente partono, giungono dopo un tempo $\tau_0 = l/V$ all'estremo aperto, si riflettono e, dopo un tempo $2\tau_0$, ritornano all'origine. A questo istante, $t'+2\tau_0$, la tensione d'ingresso che è rimasta costante al valore $E/2$, scatta al valore E, mentre la corrente bruscamente si annulla: in definitiva l'andamento della tensione e della corrente ai morsetti d'ingresso risulta quello indicato nella figura 7.

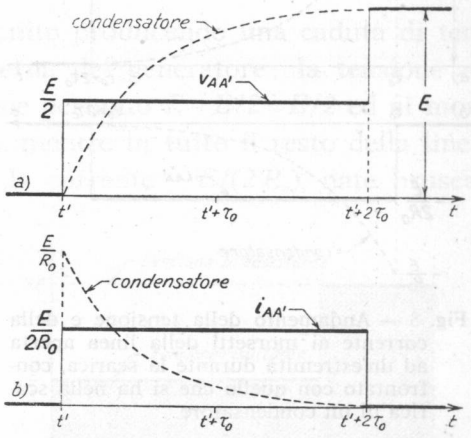


Fig. 7 — Andamento in funzione del tempo della tensione e della corrente all'ingresso della linea aperta (confrontato con quello della tensione e corrente di un condensatore).

Ricordando che nel processo dianzi descritto si localizza sui conduttori della linea una quantità di elettricità $Q=CE$ (essendo C la capacità globale fra i conduttori) e si immagazzina entro la linea un'energia $CE^2/2$, il processo stesso può pensarsi come una sorta di carica di un condensatore C attraverso ad una resistenza R_0. Le leggi di carica nel caso della linea e del condensatore sono, peraltro, profondamente diverse: mentre nel condensatore la tensione sale esponenzialmente da zero ad E (curva a tratti nella fig. 7 *a*), nella linea vi sale in due scatti successivi (uno al valore $E/2$ nell'istante t', l'altro al valore E nell'istante $t'+2\tau_0$); la corrente, poi, che nel condensatore scende esponenzialmente dal valore iniziale E/R_0 a zero (curva a tratti della fig. 7 *b*), nella linea si mantiene costantemente uguale ad $E/(2R_0)$ per tutto il tempo di carica ([5]).

([5]) - Se la tensione E è applicata alla linea tramite una resistenza diversa da R_0, il processo con cui la linea si carica è più complesso, ma i risultati finali sono i medesimi: dopo un periodo transitorio dipendente dal ritardo proprio della linea, questa risulta carica alla tensione E ed ha immagazzinato un'energia $W=CE^2/2$.

Come un condensatore, la linea, una volta caricata, rimane carica anche se è staccata dalla sorgente di alimentazione e può restituire l'energia immagazzinata se si collega una resistenza ai suoi morsetti d'ingresso; le modalità della *scarica* sono particolarmente semplici e significative se la resistenza è uguale alla resistenza caratteristica R_o. In tali condizioni l'andamento in funzione del tempo della tensione e della corrente ai morsetti d'ingresso risulta quello indicato nella figura 8 (6); per confronto è indicato (a tratti) l'andamento che avrebbero tensione e corrente nella scarica di un condensatore, carico alla stessa tensione e chiuso sulla medesima resistenza. La differenza sostanziale è che, mentre nella scarica del condensatore la tensione e la corrente vanno degradando esponenzialmente dai valori iniziali $(E, -E/R_o)$ a zero, nella scarica della linea la tensione e la corrente hanno valore costante, $E/2$, $-E/(2R_o)$, durante tutto il tempo $2\tau_o$ e poi si annullano bruscamente. La spiegazione del particolare comportamento della linea è la seguente. Quando la linea, carica alla tensione E, viene

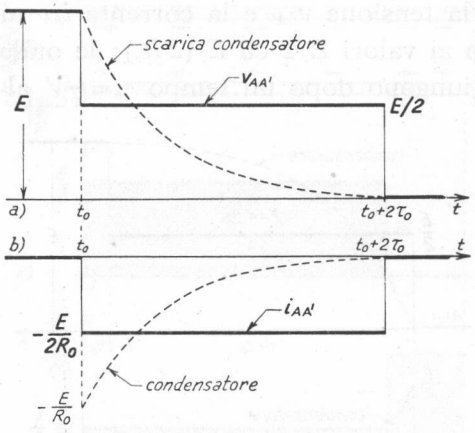


Fig. 8 — Andamento della tensione e della corrente ai morsetti della linea aperta ad un'estremità durante la scarica, confrontato con quello che si ha nella scarica di un condensatore.

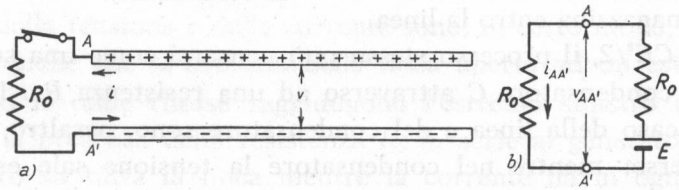


Fig. 9 — Se una linea carica ad una tensione E viene chiusa su una resistenza, essa si comporta, all'istante, come un generatore di f. e. m. E e resistenza interna R_o.

(6) - La corrente si considera negativa in relazione al verso della corrente di carica usato nelle figure precedenti.

chiusa ai suoi morsetti d'ingresso su una resistenza R_0 (fig. 9 *a*), essa si comporta agli effetti di tale resistenza come un generatore di f. e. m. E (tensione *a vuoto* della linea) e resistenza interna R_0 (fig. 9 *b*). Nasce allora una corrente:

$$(1) \qquad I_{AA'} = \frac{E}{R_0 + R_0} = \frac{E}{2R_0},$$

che fluisce immediatamente nel circuito producendo una caduta di tensione $IR_0 = E/2$ sulla resistenza interna del generatore; la tensione ai morsetti d'ingresso della linea diviene pertanto $E - E/2 = E/2$ ed ai morsetti fluisce una corrente $-E/(2R_0)$, mentre in tutto il resto della linea è $v = E$, $i = 0$. La tensione $-E/2$ e la corrente $-E/(2R_0)$, nate bruscamente all'ingresso della linea, danno origine a due onde a gradino (*onde di scarica*) che si propagano verso destra (fig. 10) con le modalità viste nel paragrafo precedente (figg. 3, 4, 5). L'onda di tensione, di ampiezza $E/2$, si sottrae alla tensione preesistente E e la dimezza di mano in mano che si propaga verso l'estremo aperto (fig. 10 *a*); giunta all'estremo si riflette e raddoppia la propria ampiezza (fig. 10 *b*) per cui, ritornando verso l'origine, annulla completamente la tensione sulla linea. Anche l'onda di corrente (che, riflettendosi all'estremo aperto, inverte il suo segno: fig. 4) si autoelimina; trascorso, pertanto, dal momento dell'applicazione della resistenza, un tempo pari al doppio del ritardo τ_0 introdotto dal tronco di linea, la tensione e la corrente sono nulle in ogni punto della linea, la quale, ormai è scarica ([7]).

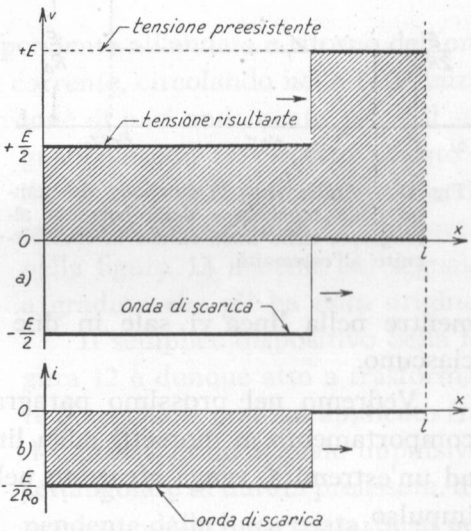


Fig. 10 — Modalità della scarica di una linea aperta, preventivamente caricata ad una tensione E: nell'istante considerato l'*onda di scarica* non ha ancora raggiunto l'estremo aperto, dove si rifletterà.

([7]) - Un'interessante applicazione del fenomeno studiato è esaminata nel Cap. XIII, n. 2.

Considerazioni analoghe a quelle svolte per la linea con estremo aperto valgono per la linea con estremo in cortocircuito, ma sono, in certo modo, scambiate fra loro le situazioni della tensione e della corrente. L'andamento in funzione del tempo della tensione e della corrente ai morsetti d'ingresso, quando ad essi è collegato il generatore di f. e. m. E tramite una resistenza R_0 (fig. 6), è quello indicato nella figura 11. Si può qui stabilire un raffronto coi fenomeni che si svolgono in un'induttanza ai cui morsetti sia collegata una f.e.m. continua E_0 tramite una resistenza R_0; occorre notare, peraltro, la profonda differenza nell'andamento della tensione — che nell'induttanza passa esponenzialmente dal valore E a zero, mentre qui ha valore costante $E/2$ durante tutto il tempo $2\tau_0$ e poi si annulla bruscamente — e della corrente, che nell'induttanza sale esponenzialmente da zero al valore E/R_0, mentre nella linea vi sale in due scatti successivi di valore $E/(2R_0)$ ciascuno.

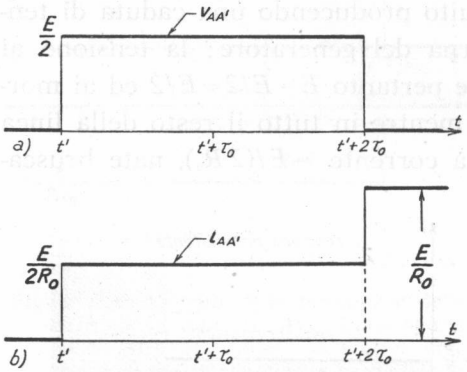


Fig. 11 — Andamento in funzione del tempo della tensione e della corrente all'ingresso della linea chiusa in cortocircuito all'estremità.

Vedremo nel prossimo paragrafo e più oltre come il particolare comportamento ai morsetti della linea, aperta o chiusa in cortocircuito ad un'estremità, venga sfruttato nella formazione di speciali segnali ad impulso.

4. — Formazione di impulsi rettangolari mediante linee con estremo aperto od in cortocircuito.

Gli stessi fenomeni che abbiamo riscontrato quando ad una linea con estremo aperto od in cortocircuito si applica bruscamente una f. e. m. continua E, si verificheranno manifestamente se alla linea è applicato, tramite la medesima resistenza, un segnale a gradino $Eu(t-t_0)$. Questo fatto è sfruttato per ottenere segnali impulsivi rettangolari partendo da segnali a gradino.

Consideriamo il circuito della figura 12 in cui ad un tronco di linea aperto all'estremità è applicata una f. e. m. a gradino ([8]) $e_i = E\,u(t-t_o)$ tramite una resistenza R uguale alla resistenza caratteristica della linea R_o. La tensione e la corrente ai morsetti d'ingresso AA' della linea avranno l'andamento indicato nella figura 7 del paragrafo precedente; in particolare la corrente sarà nulla prima dell'istante t_o di scatto del gradino e dopo l'istante $t+2\,\tau_o$, mentre avrà il valore costante $E/(2\,R_o)$ durante l'intervallo di tempo $2\,\tau_o$ corrispondente all'andata e ritorno dell'onda sul tronco di linea. La sopradetta corrente, circolando nella resistenza $R=R_o$, produrrà ai suoi capi una tensione di pari andamento, che è il segnale d'uscita del circuito. Questo è il segnale impulsivo rettangolare, di ampiezza $E/2$ e durata $2\,\tau_o$, indicato nella figura 13 insieme col segnale a gradino che gli ha dato origine.

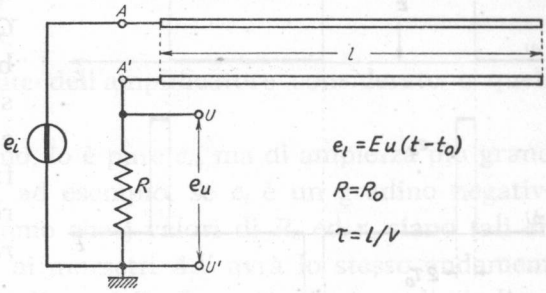


Fig. 12 — Schematico dispositivo per ottenere impulsi rettangolari partendo da segnali a gradino.

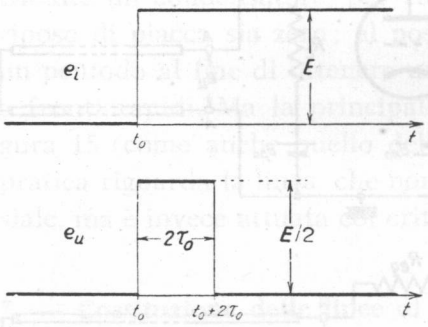


Fig. 13 — Segnale d'entrata a gradino e segnale d'uscita impulsivo rettangolare nel circuito della figura 12.

Il semplice dispositivo della figura 12 è dunque atto a trasformare il segnale a gradino applicato fra A e massa in un segnale impulsivo rettangolare di durata prefissata, dipendente dalla linea usata. Se al posto di un ipotetico generatore di segnale a gradino si ha, in pratica, un *generatore di tensioni rettangolari* (Cap. I, n. 6), che produce un segnale e_i del tipo indicato nella figura 14 *a*), ad ognuno dei gradini positivi e negativi in cui può scomporsi il segnale stesso (Cap. I, n. 2, fig. 2 *b*) verrà a corrispondere in uscita un impulso rettangolare, positivo o negativo, di

([8]) - In pratica un generatore di segnali a gradino con resistenza interna piccola di fronte alla resistenza caratteristica della linea.

durata $2\tau_0$, come è indicato nella figura 14 *b*); è forse interessante osservare che se, nel circuito della figura 12, si sostituisse alla linea un semplice condensatore C (9), il segnale d'uscita sarebbe ancora costituito da una successione di impulsi positivi e negativi corrispondenti ai fronti di e_i, ma gli impulsi sarebbero *esponenziali* invece che *rettangolari*.

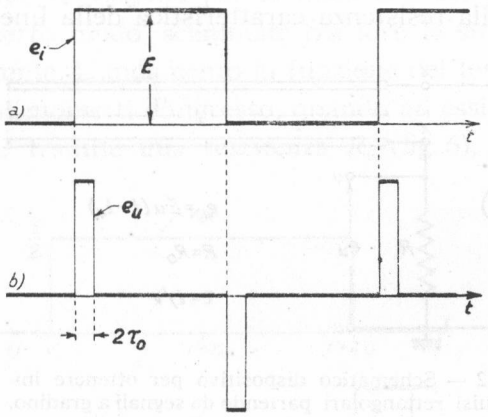


Fig. 14 — Se al dispositivo della fig. 12 si applica un generatore di tensioni rettangolari si ottiene in uscita una successione di impulsi rettangolari, positivi e negativi.

Un altro interessante circuito per ottenere i medesimi risultati sfrutta una *linea con estremo in cortocircuito*, collegata ai morsetti d'uscita di un amplificatore, nel modo schematicamente indicato nella figura 15; nello schema della figura le tensioni di alimentazione e polarizzazione si suppongono scelte in modo tale che il potenziale anodico di riposo sia zero (10), così che l'applicazione fra placca e massa del tronco di linea in cortocircuito non turbi in alcun modo le condizioni di riposo dell'amplificatore. Per quanto riguarda i segnali sappiamo (Cap. III, n. 4, fig. 13) che l'amplificatore visto dai morsetti di uscita AA' si compor-

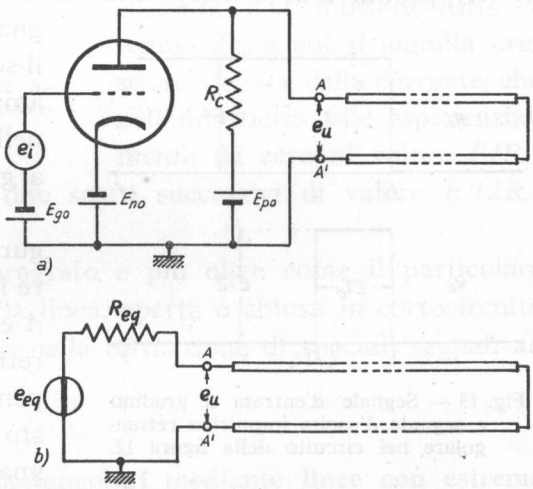


Fig. 15 — Schema di principio del collegamento di una linea in cortocircuito ad un amplificatore, che consente di ottenere impulsi rettangolari da segnali a gradino.

(9) - Il circuito si ridurrebbe, in tal caso, ad un partitore CR passa-alto e si comporterebbe da *differenziatore*.

(10) - Si veda a questo proposito, ad esempio, la fig. 14 del Cap. III (n. 4).

ta come un generatore la cui resistenza interna R_{eq} e la cui f.e.m. e_{eq} hanno i seguenti valori:

$$(1) \qquad R_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{r_a} + \frac{1}{R_c}} \quad , \qquad e_{eq} = - g_m R_{eq} e_i \; ;$$

pertanto lo schema equivalente dell'amplificatore considerato è quello indicato nella figura 15 *b*).

Se e_i è un segnale a gradino, lo è pure e_{eq} ma di ampiezza più grande e di segno opposto: positivo, ad esempio, se e_i è un gradino negativo. In tali condizioni, se supponiamo che i valori di R_c ed r_a siano tali che risulti $R_{eq} = R_o$, la tensione e_u ai morsetti AA' avrà lo stesso andamento della tensione ai morsetti della linea della figura 6, che è quello indicato nella figura 11 *a*); essa sarà, cioè, un segnale impulsivo rettangolare di durata $2\tau_o$ dipendente dalla linea usata. Possono poi ripetersi per il circuito della figura 15 le considerazioni svolte per il circuito della figura 12 per quanto riguarda il comportamento di fronte ai segnali rettangolari.

All'atto pratico, nell'amplificatore il collegamento alla linea è fatto tramite un condensatore, per cui non è necessario che il potenziale di riposo di placca sia zero; al posto del triodo è poi normalmente usato un pentodo al fine di ottenere una riproduzione più corretta dei segnali a fronti rapidi. Ma la principale modificazione che il circuito della figura 15 (come anche quello della figura 12) subisce nella realizzazione pratica riguarda la linea, che non è normalmente del tipo bifilare o coassiale, ma è invece attuata coi criteri che vedremo nel paragrafo seguente.

5. — **Costituzione delle linee di ritardo: linee artificiali** ([11]).

Le linee, bifilari o coassiali, ordinarie non sono in pratica direttamente utilizzabili per produrre il ritardo dei segnali. Infatti in una linea usuale, con dielettrico flessibile (politene), la velocità di propagazione è dell'ordine di $2 \cdot 10^8$ m/sec ed a ciò corrisponde un ritardo di 5 millesimi di microsecondo ($5 \cdot 10^{-9}$ sec) per metro: per ottenere un ritardo di 1 μsec occorrerebbero ben 200 metri di linea e non è quindi materialmente possibile tollerare l'ingombro e l'attenuazione relativi.

([11]) - Una trattazione esauriente ed accurata sulle linee artificiali è contenuta nel testo: M. Soldi - Elementi di Tecnica delle Forme d'Onda (Ed. Levrotto e Bella, Torino), Cap. 2, n. 33.

Un *rallentamento* della propagazione (cioè una diminuzione di V) si consegue con linee di struttura coassiale in cui il conduttore interno (o quello esterno) è costituito da un solenoide di filo invece che da una superficie compatta. Con l'uso di materiali ad alto valore di ε_r (come ad esempio le ceramiche di titanato di bario) o di μ_r (come le *ferriti*) e con particolari accorgimenti si realizzano linee (dette *linee artificiali di ritardo a costanti distribuite*) che hanno ritardi dell'ordine di qualche microsecondo per ogni metro di lunghezza.

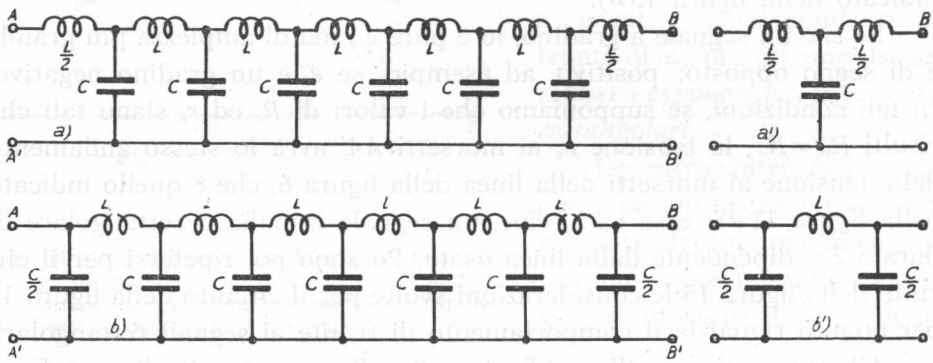


Fig. 16 — Esempi di linee artificiali.

Ritardi di ordine di grandezza molto più elevato si ottengono con le *linee artificiali a costanti concentrate*, basate sul principio di concentrare in una successione di induttori e condensatori, opportunamente disposti, la induttanza e la capacità che in una linea reale sono distribuite in tutta la sua lunghezza. Nella figura 16 *a*) è indicato lo schema di una linea artificiale costituita da una catena di quadripoli a T di induttanze e capacità; ciascuna delle sezioni a T è del tipo indicato nella figura 16 *a'*). La linea artificiale indicata nella figura 16 *b*) è analoga alla precedente ma è formata da una catena di qudripoli a π, ciascuno del tipo *b'*).

Nella prova con segnali sinusoidali la linea artificiale si comporta praticamente come una linea reale purchè la frequenza del segnale sia inferiore ad un valore critico ([12]):

$$(1) \qquad f_t = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}},$$

([12]) - Lo studio della linea artificiale è contenuto nel paragrafo successivo (n. 6).

che si dice *frequenza di taglio* della linea artificiale. Già per le frequenze moderatamente inferiori ad f_t, se gli induttori ed i condensatori usati sono praticamente privi di perdite, l'impedenza caratteristica della linea artificiale è una resistenza di valore approssimato:

$$(2) \qquad R_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \; ;$$

l'attenuazione è praticamente nulla mentre lo sfasamento β introdotto da ciascuna sezione (a T ed a π) ha il valore approssimato:

$$(3) \qquad \beta = \omega \sqrt{LC} \; .$$

Se la linea artificiale è, in tali condizioni, chiusa sulla sua resistenza caratteristica (fig. 17) ed ai suoi morsetti AA' d'ingresso è applicato un segnale:

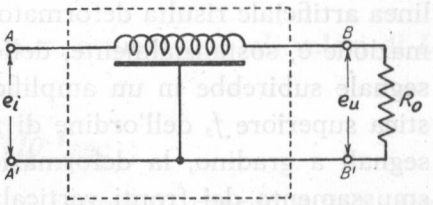


Fig. 17 — Linea chiusa sulla sua resistenza caratteristica (si noti il simbolo usato per la linea artificiale).

$$(4) \qquad e_i(t) = E \, sen \, \omega t \; ,$$

ai morsetti d'uscita si ha un segnale di uguale ampiezza, ma sfasato in ritardo di un angolo:

$$(5) \qquad n\beta = n\omega \sqrt{LC} \; ,$$

se n è il numero delle sezioni a T od a π di cui è formata la linea (7 negli esempi di fig. 16). Il segnale d'uscita ha perciò l'espressione:

$$(6) \qquad e_u(t) = E \, sen \, (\omega t - n\beta) = E \, sen \, (\omega t - n\omega \sqrt{LC}) \; ,$$

che si può anche scrivere:

$$(7) \qquad e_u(t) = E \, sen \, \omega \, (t - n \sqrt{LC}) = E \, sen \, \omega \, (t - t_o).$$

Il segnale sinusoidale ha dunque subito una *traslazione temporale in ritardo* (Cap. VI, n. 2):

$$(8) \qquad t_o = n\sqrt{LC} \; ,$$

che dipende solo dal numero e dalla costituzione delle sezioni di cui è

formata la linea *e non dalla frequenza del segnale applicato* ([13]).

Se alla linea artificiale, chiusa sulla resistenza R_o, è applicato un segnale $e_i(t)$ non sinusoidale, ciascuna componente sinoidale in cui può essere scomposto il segnale sarà trasferita in uscita con uguale ritardo t_o, espresso dalla (8), e pertanto l'intero segnale sarà ritardato del tempo t_o. Naturalmente, perchè ciò avvenga correttamente, bisogna che la più alta frequenza contenuta nel segnale sia inferiore alla frequenza di taglio della linea artificiale; poichè generalmente questa condizione non è realizzabile in maniera rigorosa e d'altra parte il comportamento delineato è solamente approssimato ([14]), all'atto pratico il segnale d'uscita di una linea artificiale risulta deformato rispetto al segnale d'ingresso. La deformazione è, sostanzialmente, dello stesso tipo di quella che il medesimo segnale subirebbe in un amplificatore video avente frequenza caratteristica superiore f_2 dell'ordine di f_t. In particolare per quanto riguarda i segnali a gradino, la deformazione si traduce sostanzialmente in uno smussamento dei fronti verticali e, spesso, nella nascita di una debole oscillazione smorzata in corrispondenza al fronte di salita o discesa. Naturalmente il meccanismo di propagazione dei segnali da elemento ad elemento della linea artificiale è assai diverso da quello di propagazione in una linea reale: ma, per quanto riguarda il comportamento esterno (tensioni e correnti ai morsetti), non ci sono differenze sostanziali, a parte le modeste deformazioni di cui si è detto. In particolare, per i segnali a gradino, valgono le considerazioni svolte ed i risultati raggiunti nei paragrafi 2 e 3: l'energia elettrica e magnetica che nelle linee reali risultava associata alla capacità ed all'induttanza distribuita, nelle linee artificiali risulta concentrata nei condensatori e negli induttori che la compongono.

Prescindendo dalle deformazioni, svolgiamo, per applicazione, il calcolo di una linea e costanti concentrate, di impedenza caratteristica $R_o = 1000\,\Omega$, capace di produrre un ritardo τ dell'ordine di $1\,\mu$sec su segnali video di cui supporremo che le massime frequenze contenute siano dell'ordine di 4 MHz; per avere una frequenza di taglio abbastanza supe-

---

([13]) - Dalle formule (1) e (8), moltiplicando membro a membro si ottiene la relazione $f_t t_o = n/\pi$ la quale ci dice che il prodotto della frequenza di taglio per il ritardo è una costante che dipende solo dal numero di sezioni della linea.

([14]) - In pratica l'attenuazione non può essere nulla e dipende dalla frequenza. Anche la resistenza caratteristica ed il ritardo, come vedremo nel n. 6, dipendono leggermente dalla frequenza.

riore a $4\,\mathrm{MHz}$, sceglieremo $f_t = 5\,\mathrm{MHz}$. Dovranno allora essere soddisfatte contemporaneamente le due relazioni:

$$(9) \qquad R_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = 10^3 \quad , \quad f_t = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} = 5 \cdot 10^6 \ .$$

È, questo, un sistema di due equazioni in due incognite (L, C) da cui si ricava (una volta moltiplicando ed una volta dividendo membro a membro):

$$(10) \qquad C = \frac{1}{\pi R_o f_t} = 63{,}5 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F} \quad , \quad L = \frac{\pi R_o}{f_t} = 63{,}5 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{H} \ .$$

Il ritardo prodotto da n sezioni a T od a π, attuate con tali valori di L e C risulta, per la formula (8):

$$(11) \qquad t_o = n\sqrt{LC} = n \cdot 63{,}5 \cdot 10^{-9}\,\mathrm{sec} \ ;$$

si ha allora subito che, se si fanno $n = 15$ sezioni, il ritardo è $0{,}95\,\mu\mathrm{sec}$ (un po' inferiore a quello richiesto), mentre se si fanno 16 sezioni, il ritardo risulta $1{,}02\,\mu\mathrm{sec}$, appena superiore al voluto. Una linea siffatta, con 16 sezioni, usata in uno dei dispositivi studiati nel n. 10, consentirebbe di ottenere impulsi rettangolari della durata $2t_o \cong 2{,}04\,\mu\mathrm{sec}$.

6. — **Deduzioni degli elementi utili delle linee artificiali.**

Le linee artificiali del tipo indicato nella figura 16 sono catene di *filtri passa-basso a K costante* [15] uguali e quindi sono esse stesse dei filtri con impedenza caratteristica e frequenza di taglio pari a quella di ciascuna cellula; la frequenza di taglio è pertanto:

$$(1) \qquad f_t = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \ ;$$

mentre l'impedenza caratteristica ha i valori:

$$(2) \qquad R_{oT} = \sqrt{\frac{L}{C}\left(1 - \frac{f^2}{f_t^2}\right)} \quad , \quad R_{o\pi} = \sqrt{\frac{L}{C}} \Big/ \sqrt{1 - \frac{f^2}{f_t^2}} \ ,$$

nei due casi di cellule a T ed a π.

---

[15] - G. Bronzi - *Linee di trasmissione ed antenne.* (Ed. C. Cursi, Pisa, 1959). Le formule e le proprietà utilizzate sono contenute nel Cap. VIII, n. 2, 4, 5, 7.

Per frequenze inferiori a quelle di taglio, ciascuna cellula, e la linea nel suo complesso, non provoca teoricamente alcuna attenuazione ma produce invece uno sfasamento β tra la tensione (o corrente) di entrata e la tensione (o corrente) di uscita. Per ciascuna cellula lo sfasamento β è l'argomento del numero complesso che esprime il rapporto fra le tensioni (o le correnti) d'entrata e d'uscita; tale rapporto, in un qualunque quadripolo a T chiuso sulla sua impedenza caratteristica (fig. 18), ha l'espressione:

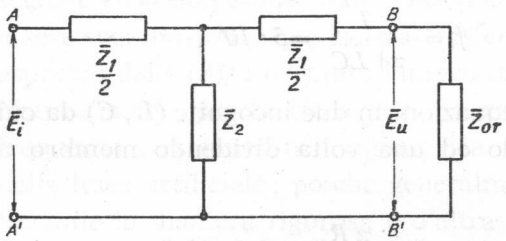


Fig. 18 — Generico T di impedenze.

$$(3) \qquad e^{\gamma} = 1 + \frac{\overline{Z}_1}{2\overline{Z}_2} + \frac{\overline{Z}_{oT}}{\overline{Z}_2} ;$$

nel caso attuale in cui è $\overline{Z}_1 = j\omega L$, $\overline{Z}_2 = 1/(j\omega C)$ ed in cui $\overline{Z}_{oT}$ è espressa dalla (2), si ha:

$$(4) \qquad e^{\gamma} = 1 - \frac{\omega^2 LC}{2} + j\sqrt{\omega^2 LC\,(1 - f^2/f_t^2)} ,$$

Valendosi della (1) si può scrivere in questa formula:

$$(5) \qquad LC = \frac{1}{\pi^2 f_t^2} \quad , \quad \omega^2 LC = 4\frac{f^2}{f_t^2} ;$$

la (4) allora diviene:

$$(6) \qquad e^{\gamma} = 1 - \frac{2f^2}{f_t^2} + 2j\sqrt{\frac{f^2}{f_t^2}\left(1 - \frac{f^2}{f_t^2}\right)} .$$

Tale formula, ricavata per la cellula a T, vale anche per la cellula a π perchè non compare in essa, del quadripolo, che la frequenza di taglio f_t che è la medesima per entrambe le cellule. L'argomento dell'espressione complessa (6), che esprime lo sfasamento β, risulta dato dalla formula:

$$(7) \qquad tang\,\beta = 2\frac{f}{f_t}\frac{\sqrt{1 - f^2/f_t^2}}{1 - 2f^2/f_t^2} .$$

Supponiamo ora che la frequenza di lavoro sia sufficientemente bas-

sa di fronte ad f_t in modo che il quadrato del rapporto f/f_t sia trascurabile di fronte all'unità; le formule (2) e (7) divengono allora semplicemente:

$$R_{oT}=R_{o\pi}=\sqrt{\frac{L}{C}}\,, \tag{8}$$

$$tang\,\beta=2\frac{f}{f_t}=2\pi f\sqrt{LC}=\omega\sqrt{LC}\,. \tag{9}$$

Se f è piccola di fronte ad f_t, $tang\,\beta$ risulta pure assai piccola e coincide praticamente col suo argomento; la (9) allora diviene:

$$\beta=\omega\sqrt{LC}\,. \tag{10}$$

Manifestamente la (8) è l'espressione della resistenza R_o e la (10) l'espressione dello sfasamento ammesse nel paragrafo precedente (n. 5, form. 2,3).

PARTE SECONDA

ELETTRONICA NON LINEARE

CAPITOLO X

OPERAZIONI SUI SEGNALI COMPIUTE DA CIRCUITI NON LINEARI

CIMATORI E FISSATORI

1. — Generalità.

Nei capitoli precedenti abbiamo esaminato le operazioni sui segnali compiute da circuiti funzionanti in condizioni lineari (amplificazione, differenziazione, integrazione, traslazione temporale); ma molte altre operazioni possono essere compiute sui segnali sfruttando il funzionamento non lineare dei tubi elettronici. La rivelazione, la modulazione, la conversione e la moltiplicazione di frequenza delle oscillazioni sinusoidali sono tipiche operazioni della radiotecnica che appartengono a tale categoria (Vol. II); in questo capitolo ci occuperemo di quelle operazioni che sono basate sulla conducibilità unidirezionale dei diodi a vuoto od a cri-

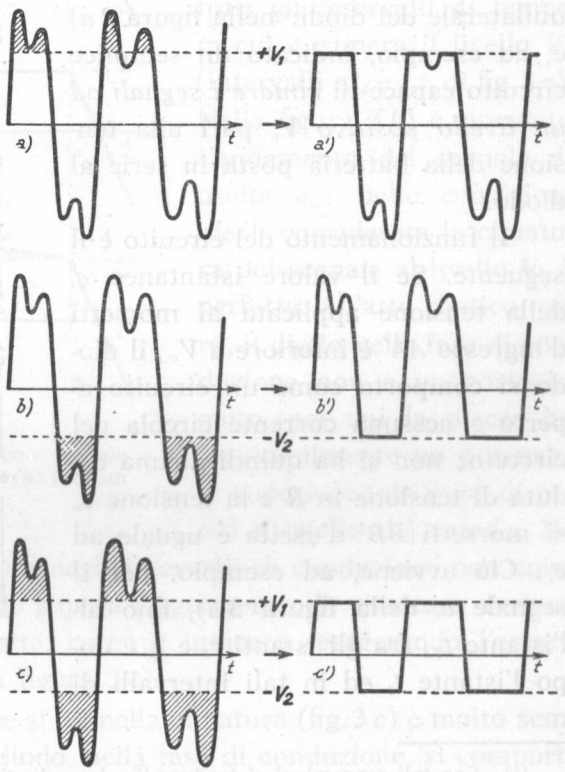


Fig. 1 — Cimatura di un segnale, unilaterale (*a*, *b*) e bilaterale (*c*).

stallo, oltre che sull'interdizione e sul passaggio di corrente di griglia o di base nei tubi elettronici e nei transistori.

Una di queste operazioni è la *cimatura* o *tosatura* [1] dei segnali il cui scopo è quello di eliminare in un segnale tutti quei tratti che si svolgono al disopra od al disotto di un determinato livello, sostituendo ad essi un valore costante corrispondente al livello prefissato. Nella figura 1 sono indicati tre esempi di cimatura di segnali: in *a*) il segnale è cimato ad un livello positivo V_1, in *b*) ad un livello negativo $-V_2$; in *c*), infine, il segnale è cimato da entrambe le parti a due livelli diversi.

Studieremo nei prossimi paragrafi i circuiti cimatori: successivamente esamineremo un'altra interessante operazione che è lo spostamento del valore medio dei segnali ed il suo ancoramento ad un livello prestabilito.

2. — Circuiti cimatori a diodo: principio di funzionamento.

È possibile attuare dei *circuiti cimatori* sfruttando la conduzione unilaterale dei diodi: nella figura 2 *a*) è, ad esempio, indicato un semplice circuito capace di *cimare i segnali ad un livello positivo* V_0 pari alla tensione della batteria posta in serie al diodo.

Il funzionamento del circuito è il seguente. Se il valore istantaneo e_i della tensione applicata ai morsetti d'ingresso AA' è inferiore a V_0, il diodo si comporta come un circuito aperto e nessuna corrente circola nel circuito; non si ha quindi alcuna caduta di tensione in R e la tensione e_u ai morsetti BB' d'uscita è uguale ad e_i. Ciò avviene, ad esempio, per il segnale e_i della figura 3 *a*), fino all'istante t_1, fra gli istanti t_2 e t_3 e dopo l'istante t_4 ed in tali intervalli di

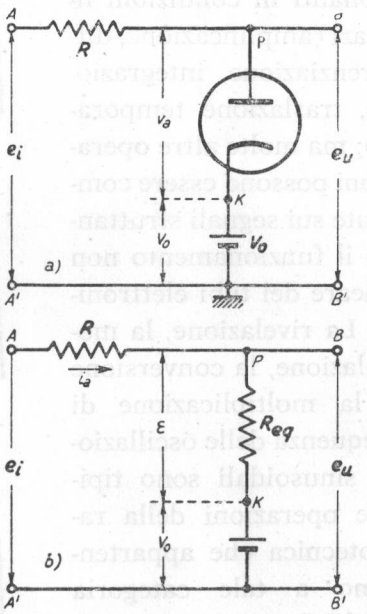


Fig. 2 — Esempio di circuito cimatore: taglia le cime positive al livello V_0.

[1] - Con tali espressioni si traduce l'inglese *clipping*; non esiste ancora in italiano una precisa terminologia tecnica per le operazioni ed i circuiti della tecnica elettronica, per cui i termini da noi usati devono essere considerati provvisori.

tempo l'andamento del segnale d'uscita e_u è il medesimo di quello di e_i (fig. 3 *b*). Tutte le volte, invece, che il valore istantaneo della tensione d'ingresso supera la tensione V_o della batteria, il diodo diviene conduttore; passa allora corrente nel diodo ed in R cosicchè la tensione e_i si ripartisce fra i punti AP ed i punti PK (fig. 2 *a*).

Supponiamo per un momento che il diodo possa considerarsi un cortocircuito (di fronte ad R): la differenza di potenziale ai suoi capi, cioè fra P e K, risulta automaticamente nulla ed il punto P si porta al potenziale V_o del catodo. La tensione d'uscita viene allora ad assumere il valore V_o e lo conserva per tutto il tempo in cui il diodo conduce, cioè in tutti gli intervalli di tempo in cui e_i supera il livello V_o (intervalli t_1t_2 e t_3t_4 di fig. 3 *a*). Nella figura 3 *b*) è riportato l'andamento del segnale di uscita e_u: nelle condizioni ideali considerate la cimatura del segnale al livello V_o è perfetta. All'atto pratico, però, il diodo nella fase di conduzione non è un cortocircuito, per cui la placca ha inevitabilmente un potenziale superiore (sia pure di poco) a quello del catodo. Ne deriva che la tensione di uscita negli intervalli di conduzione non coincide esattamente con V_o ma lo supera leggermente; la cimatura avviene pertanto in maniera imperfetta, come è indicato (esagerando l'errore per maggiore evidenza) nella figura 3 *c*).

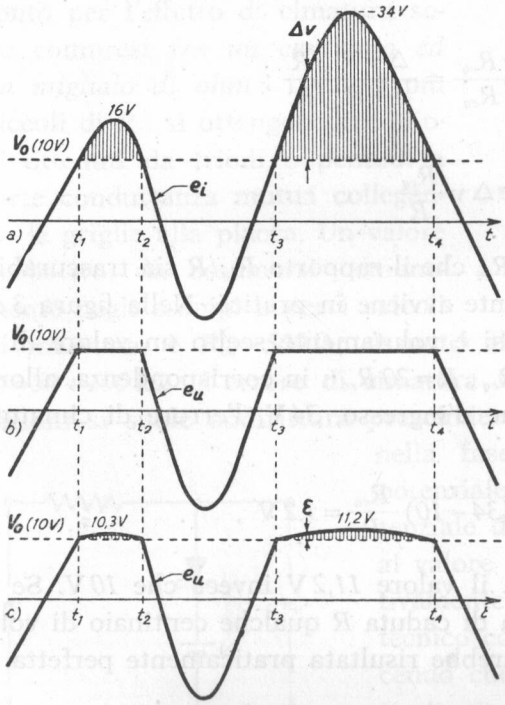


Fig. 3 — Segnale d'entrata generico e segnale d'uscita di un cimatore ideale (*b*) e di un cimatore reale (*c*).

Il calcolo dell'errore ε che si ha nella cimatura (fig. 3 *c*) è molto semplice se si fa l'ipotesi che il diodo, nella fase di conduzione, si comporti come una resistenza R_{eq} (Vol. I, Cap. IV, n. 5); in tale ipotesi, infatti, la

corrente nel circuito (fig. 2 *b*) risulta:

$$(1) \qquad i_a = \frac{e_i - V_o}{R + R_{eq}} = \frac{\Delta v}{R + R_{eq}} ,$$

dove $\Delta v = e_i - V_o$ esprime, istante per istante, di quanto il segnale d'ingresso supera il livello V_o di cimatura (parte tratteggiata nella fig. 3 *a*). La caduta di potenziale prodotta da i_a su R_{eq}, che coincide con la differenza di potenziale ai capi del diodo e costituisce l'errore ε, risulta pertanto:

$$(2) \qquad \varepsilon = R_{eq}\, i_a = \frac{\Delta v\, R_{eq}}{R + R_{eq}} = \frac{\Delta v\, R_{eq}/R}{1 + R_{eq}/R} ;$$

essa si riduce a:

$$(3) \qquad \varepsilon \cong \Delta v \frac{R_{eq}}{R} ,$$

se R è così grande di fronte ad R_{eq} che il rapporto R_{eq}/R sia trascurabile di fronte ad *1*, come normalmente avviene in pratica. Nella figura 3 *c*), per mettere in risalto l'errore, si è volutamente scelto un valore di R non molto grande di fronte ad R_{eq}, $R = 20\, R_{eq}$; in corrispondenza, allora, al massimo valore della tensione d'ingresso, *34* V, l'errore di cimatura risulta, per la (3):

$$(4) \qquad \varepsilon = \Delta v \frac{R_{eq}}{R} = (34 - 10) \frac{R_{eq}}{R} = 1{,}2\ \text{V} ,$$

cosicchè la tensione d'uscita ha il valore *11,2* V invece che *10* V. Se si fosse operato con una resistenza di caduta R qualche centinaio di volte superiore ad R_{eq}, la cimatura sarebbe risultata praticamente perfetta al livello V_o.

Occorre una precisazione sul valore da attribuire ad R_{eq}: è, questa, una resistenza che offre al passaggio della corrente la stessa opposizione del diodo a parità di tensione applicata ed il suo valore dipende da quello della tensione anodica. Consideriamo infatti la caratteristica di un diodo e siano V_{a1} la tensione applicata, I_{a1} la corrente risultante (fig. 4); la resistenza equivalente ha allora il valore $R_{eq} = V_{a1}/I_{a1}$ ed è rappresentata dalla retta r_1 passante dall'origine e dal punto P_1 di funzionamento. Se la tensione anodica cambia, il punto di funzionamento si sposta sulla caratteristica e la retta rappresentativa della resistenza equivalente varia la sua inclinazione, cioè il valore di R_{eq} cambia. Poichè si vuole che e_u differisca pochissimo da V_o, occorre che la tensione anodica

sia sempre piccolissima (fig. 2) e quindi i valori di R_{eq} che devono essere presi in considerazione per l'effetto di cimatura sono quelli relativi ai punti della caratteristica molto vicini allo zero. In questa regione della caratteristica si incontrano difficoltà pratiche ad assegnare valori *precisi* al rapporto fra tensione e corrente, ma empiricamente si trova che i valori di R_{eq} da mettere in conto per l'effetto di cimatura sono compresi *fra un centinaio ed un migliaio di ohm*: i valori più piccoli di R_{eq} si ottengono con diodi ottenuti da triodi o pentodi a forte conduttanza mutua collegando le griglie alla placca. Un valore probativo, da assumersi comunemente negli esempi e per i calcoli di massima, è $R_{eq}=500\,\Omega$; assunto allora, come generalmente si fa, $R=50\div100\,\text{k}\Omega$, l'errore di cimatura risulta piccolissimo. In tali condizioni si suole addirittura prescindere dall'errore ed ammettere che, nella fase di conduzione, l'elettrodo a potenziale variabile (placca) si porti al potenziale dell'altro elettrodo (catodo), fisso al valore V_o, come se il diodo fosse effettivamente un cortocircuito. Nel linguaggio tecnico corrente si suole esprimere ciò dicendo che nella fase di conduzione l'elettrodo a potenziale variabile si *ancora* o si *aggancia* a quello a potenziale fisso.

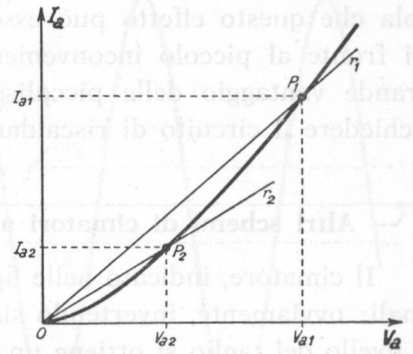


Fig. 4 — Per ogni punto di funzionamento, R_{eq} è il rapporto fra V_a ed I_a.

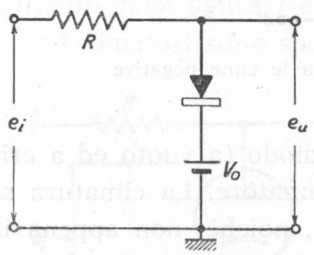


Fig. 5 — Cimatore attuato con diodo a cristallo.

Per ottenere la cimatura col circuito della figura 2, o con altri analoghi che esamineremo nel numero successivo, al posto del diodo termoionico può essere usato un *diodo a cristallo, al germanio od al silicio.* I diodi a cristallo hanno resistenze equivalenti di soli pochi ohm e quindi assai più piccole di quelle dei diodi termoionici; essi consentono perciò di ottenere delle cimature generalmente più buone. I diodi a cristallo non sono però conduttori rigorosamente unidirezionali (Vol. I, Cap. VIII, nn. 7-8): il passaggio della *corrente inversa* provoca una caduta di ten-

sione in R (fig. 5) anche quando la tensione d'ingresso è inferiore a V_o. Deriva da ciò un abbassamento della tensione d'uscita rispetto a quella d'ingresso che manca quando si usano diodi a vuoto; ma nei buoni diodi a cristallo, specialmente al silicio, la corrente inversa è talmente piccola che questo effetto può essere contenuto in limiti molto modesti. Di fronte al piccolo inconveniente citato, i diodi a cristallo hanno il grande vantaggio delle piccolissime dimensioni e, sopratutto, di non richiedere il circuito di riscaldamento dell'emettitore.

3. — Altri schemi di cimatori a diodi. Effetto delle capacità parassite.

Il cimatore, indicato nelle figure 2 e 5 taglia le cime positive dei segnali: ovviamente, invertendo sia il diodo che la batteria che stabilisce il livello del taglio si ottiene un circuito che cima le punte negative; lo

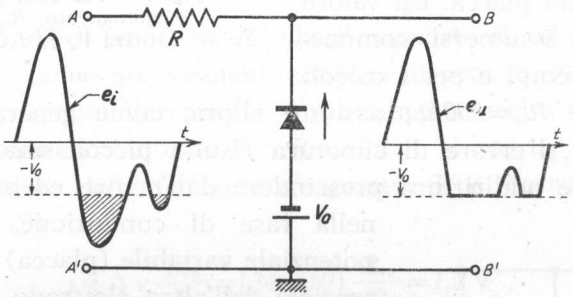


Fig. 6 — Esempio di circuito cimatore che taglia le cime negative ad un livello $-V_o$.

schema è riportato nella figura 6, dove per il diodo (a vuoto ed a cristallo) si è usato il simbolo generico di raddrizzatore. La cimatura si verifica se R è molto grande di fronte ad R_{eq}, poichè, non appena il potenziale catodico raggiunge quello anodico ($-V_o$) si *aggancia* ad esso.

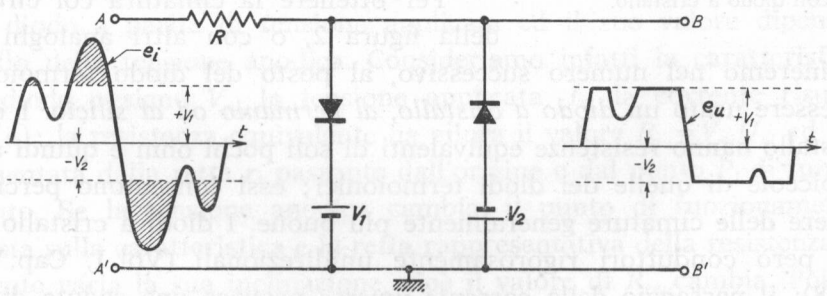


Fig. 7 — Cimatore delle punte positive e negative.

Nel circuito della figura 7, ottenuto dalla combinazione dei due circuiti delle figure 5 e 6, vengono invece tagliate sia le cime positive che le negative a due livelli V_1 e $-V_2$ pari alle tensioni delle due batterie di polarizzazione. Un'interessante applicazione di questo circuito è lo *squadramento* di segnali sinusoidali, cioè il taglio ad ugual livello delle punte positive e negative di tensioni sinusoidali. Se l'ampiezza E_i della tensione sinusoidale d'ingresso è molto maggiore della tensione V_o delle batterie di polarizzazione, supposte uguali fra loro (fig. 8 *a*), si ottiene all'uscita una tensione e_u ad andamento trapezoidale (fig. 8 *b*), con lati obliqui così ripidi da potersi praticamente confondere con segmenti verticali; in tal senso il circuito della figura 7 è spesso denominato *rettangolatore.*

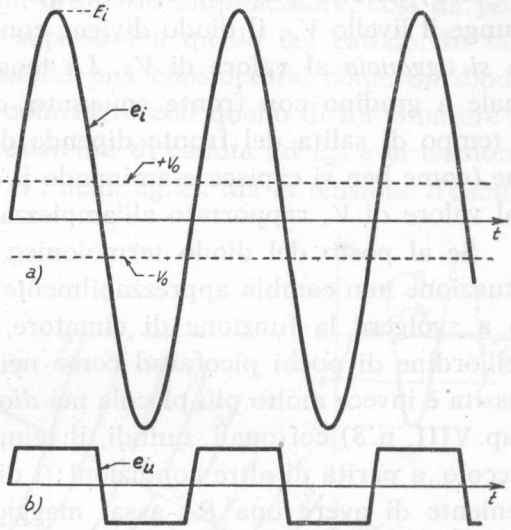


Fig. 8 — Squadramento di una tensione sinusoidale.

I cimatori sono spesso usati per tagliare ad un determinato livello i segnali con andamento a scatti (ad esempio, impulsi rettangolari); in tali condizioni, data la ripidità dei fronti, non si può prescindere dal considerare l'effetto della *capacità parassita* che inevitabilmente esiste fra gli elettrodi dei diodi. Essa produce una smussatura del fronte dei segnali, dello stesso tipo di quella che si ha negli amplificatori a resistenza e capacità; per rendercene conto, consideriamo (fig. 9) il circuito cimatore della figura 2 con la capacità fra placca e massa, C_u, in evidenza e supponiamo che al suo

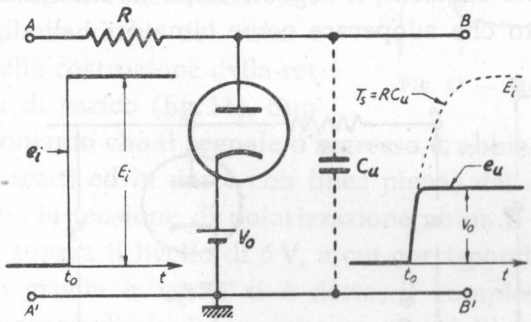


Fig. 9 — Comportamento di un cimatore di fronte a un segnale a gradino.

ingresso sia applicato un segnale a gradino di ampiezza E_i superiore a V_o. Se il diodo fosse inattivo la tensione d'uscita salirebbe esponenzialmente al valore E_i (curva a tratti di fig. 9) con costante di tempo $T_s = RC_u$; all'atto pratico, invece, non appena la tensione d'uscita raggiunge il livello V_o, il diodo diviene conduttore ed il potenziale di placca *si aggancia* al valore di V_o. La tensione d'uscita, dunque, è un segnale a gradino con fronte smussato, come è indicato nella figura 9; il tempo di salita del fronte dipende dalla costante di tempo, ma anche (come ben si capisce esaminando il diagramma in uscita nella fig. 9) dal valore di V_o rapportato all'ampiezza del segnale d'ingresso.

Se al posto del diodo termoionico si usa un diodo a cristallo, la situazione non cambia apprezzabilmente; in un diodo a giunzione, adatto a svolgere la funzione di cimatore, la capacità parassita è infatti dell'ordine di pochi picofarad come nei diodi a vuoto. La capacità parassita è invece molto più piccola nei *diodi a contatto puntiforme* (Vol. I, Cap. VIII, n. 8) coi quali, quindi, il tempo di salita risulta di solito più piccolo, a parità di altre condizioni; i diodi a punta hanno però l'inconveniente di avere una R_{eq} assai maggiore di quella dei diodi a giunzione, per cui si richiede una resistenza R più grande per ottenere una cimatura altrettanto efficace.

4. — Cimatura dei segnali ottenuta con tubi a griglia di controllo.

Se, per compiere determinate funzioni, il segnale dopo la cimatura deve essere amplificato, piuttosto che adoperare come cimatori i diodi,

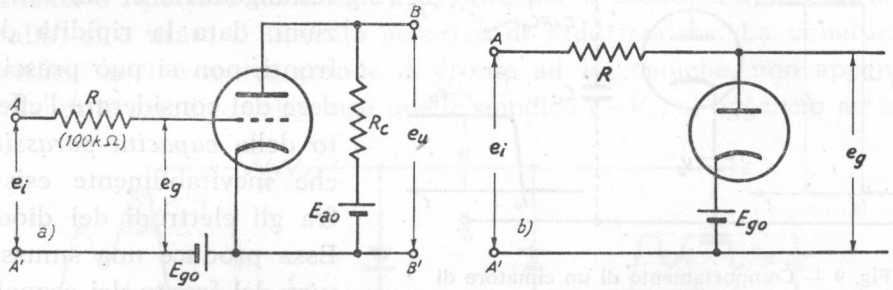


Fig. 10 — Cimatore a triodo e suo circuito equivalente di entrata.

si preferisce usare tubi a griglia di controllo (triodi e pentodi) e transtori, coi quali, come vedremo qui e nel paragrafo seguente, è possibile contemporaneamente cimare ed amplificare.

Uno schema di cimatore a triodo è indicato nella figura 10 *a*) e, a parte la resistenza R in serie al conduttore di griglia, coincide con quello di un amplificatore con carico resistivo; esso, però, opera con tensioni d'entrata e_i molto più alte che un ordinario amplificatore, così da portare la griglia ad un potenziale superiore a quello del catodo. In tali condizioni il complesso griglia-catodo può considerarsi come un diodo ed il circuito d'ingresso viene a coincidere con quello di un cimatore a diodo (fig. 10 *b*); in esso R è la resistenza di caduta ad E_{g0} è la tensione che stabilisce il livello del taglio (V_0 nella fig. 2). Ma la tensione d'uscita del cimatore a diodo, tagliata al livello $|E_{g0}|$, risulta applicata al triodo che si comporta come amplificatore: la tensione e_u che si ha all'uscita dell'amplificatore è pertanto una versione amplificata e rovesciata di e_g, cioè del segnale di entrata e_i cimato al livello $|E_{g0}|$ (2).

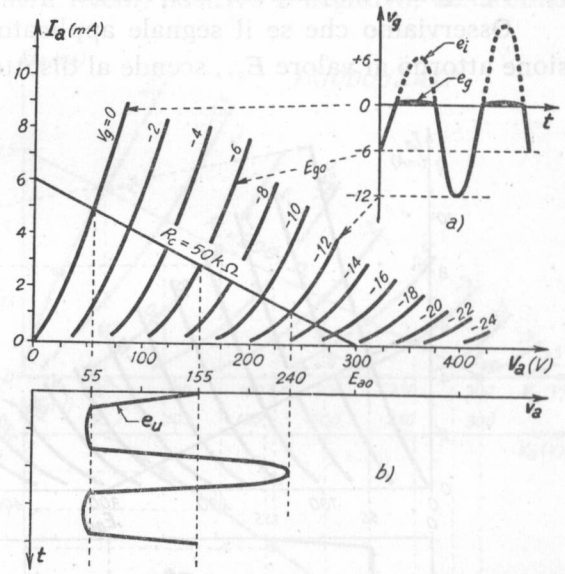


Fig. 11 — Studio grafico del cimatore a triodo.

È utile esaminare il funzionamento dell'amplificatore servendosi della famiglia delle caratteristiche anodiche del tubo e della costruzione della retta di carico (fig. 11). Supponiamo che il segnale d'ingresso e_i abbia l'andamento indicato (in parte a tratti ed in parte con linea piena) del diagramma *a*) della figura 11 e che la tensione di polarizzazione abbia il valore $E_{g0} = -6$ V; non appena e_i supera il livello di 6 V, a cui corrisponde $v_g = E_{g0} + e_i = 0$, si ha corrente di griglia e, come si è detto, il complesso griglia-catodo si comporta come un diodo. Se la resistenza R è dell'ordine delle centinaia di chiloohm

(2) - Qualunque amplificatore, alla cui griglia risulti applicato un segnale così forte da superare lo zero, dà luogo alla cimatura del segnale: infatti il circuito che fornisce il segnale alla sua griglia può sempre pensarsi come un generatore avente inevitabilmente una certa resistenza interna, la quale svolge il ruolo della resistenza R nello schema della figura 10.

ed è quindi molto superiore alla resistenza equivalente R_{eq} di tale diodo (che nei normali tubi di tipo ricevente è dell'ordine di *1* kΩ) il potenziale di griglia si *aggancia* al potenziale catodico. In definitiva la tensione v_g fra griglia e catodo non supera che debolmente lo zero e ne deriva che le parti segnate a tratti del segnale d'ingresso (fig. 11 *a*), che risultano al disopra dello zero, sono eliminate dal segnale effettivamente applicato all'amplificatore. L'andamento di questo segnale risulta allora quello indicato a tratto continuo nel diagramma *a*) della figura 11: col noto metodo grafico della retta di carico è ora facile ricavare l'andamento del segnale amplificato che risulta quello indicato nella figura 11 *b*).

Osserviamo che se il segnale applicato alla griglia, nella sua escursione attorno al valore E_{go}, scende al disotto della tensione d'interdizione

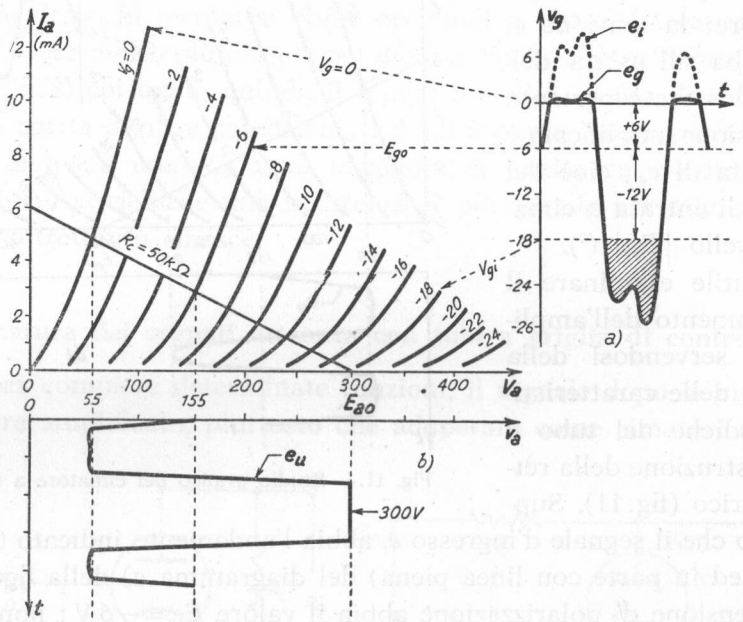


Fig. 12 — Alla parte di e_i che scende al di sotto di V_{gi} corrisponde in uscita una tensione costante uguale ad E_{ao}.

V_{gi}, la corrente anodica si annulla e la tensione anodica assume il valore E_{ao} e lo conserva per tutto il tempo che la tensione di griglia ha valore inferiore od uguale a V_{gi}. Nella figura 12 la costruzione della retta di carico mostra che la tensione di interdizione è $V_{gi} \cong -18$ V; essendo la tensione di polarizzazione $E_{go} = -6$ V, deriva che quando il segnale e_i ha valori inferiori od uguali a -12 V (fig. 12 *a*) la corrente anodica è nulla

e di conseguenza la tensione anodica ha il valore $E_{ao} = 300$ V (fig. 12 *b*). Per quanto riguarda il segnale e_u d'uscita (fig. 12 *b*) tutto avviene come se il segnale e_i d'entrata fosse cimato, oltre che al disopra di $+6$ V (per il passaggio di corrente di griglia), anche al disotto di -12 V; si può anche dire che il cimatore a triodo di figura 10 *a*) — od il circuito identico attuato con un pentodo — si comporta come un amplificatore che, del segnale e_i d'ingresso, amplifica la sola parte compresa fra i livelli $|E_{go}| = 6$ V e $V_{gi} - E_{go} = -12$ V.

Scegliendo opportunamente il tubo e le condizioni di lavoro si possono fissare ai valori desiderati i livelli, positivo e negativo, della cimatura; a titolo di esempio nella figura 13 sono indicate le carateristiche anodiche del triodo *12AX7*, la retta di carico corrispondente ad $E_{ao} = 300$ V, $R_c = 200$ kΩ e la relativa *caratteristica di funzionamento* (Cap. III, n. 3, fig. 9). Poichè la tensione di griglia non può superare che debolmente lo zero a causa della caduta di tensione che si verifica in R (si supponga ad esempio $R_{eq} = 1$ kΩ, $R = 100$ kΩ) e poichè la tensione anodica ha valore $E_{ao} = 300$ V per ogni valore di tensione di griglia inferiore a $V_{gi} \cong -4$ V, ne deriva che, per quanto grandi possano essere le escursioni del segnale di ingresso, la tensione anodica non può variare che fra i valori $E_{ao} = 300$ V e $V_o \cong 55$ V, corrispondente a $V_g = 0$. Nella figura 14, con ovvia costruzione (Cap. III, n. 3, fig. 10) è ricavato l'andamento della tensione anodica nel caso che la tensione d'ingresso sia sinusoidale con ampiezza

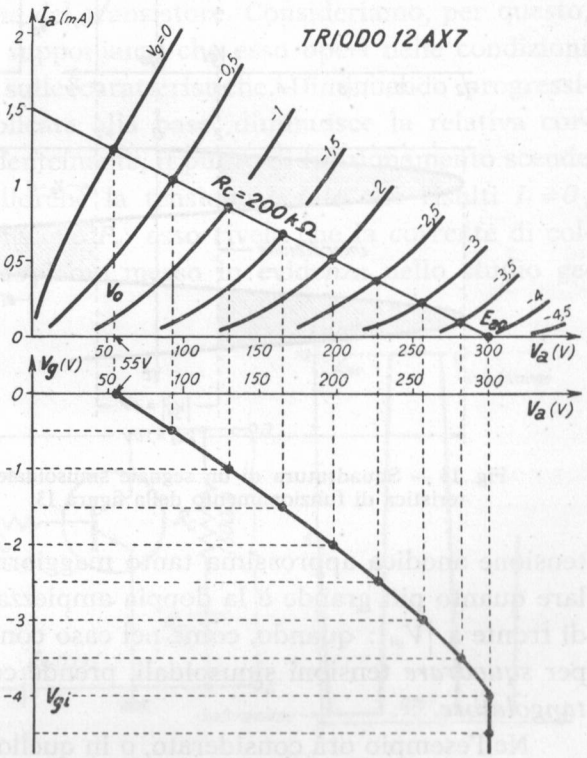


Fig. 13 — Condizioni di funzionamento di un cimatore a triodo (*12AX7*) con $E_{ao} = 300$ V, $R_c = 200$ kΩ.

di *10* V, avendo scelto come tensione di polarizzazione $E_{go} = -2$V; l'andamento pseudorettangolare della tensione corrisponde ad una cimatura del segnale d'ingresso ai livelli ± 2 V. Notiamo che il diagramma della

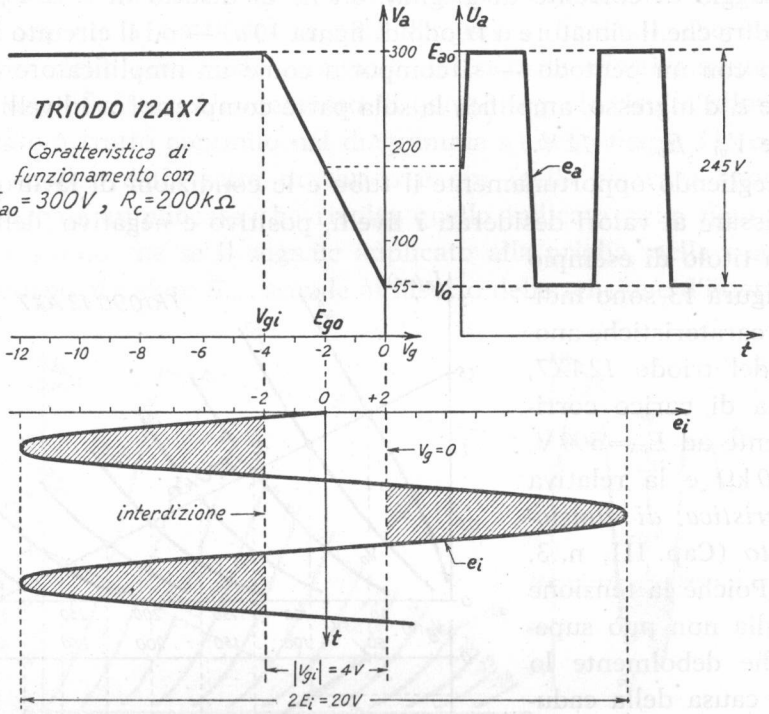


Fig. 14 — Squadratura di un segnale sinusoidale: studio mediante la caratteristica di funzionamento della figura 13.

tensione anodica approssima tanto maggiormente l'andamento rettangolare quanto più grande è la doppia ampiezza ($2E_i$) del segnale applicato di fronte a $|V_{gi}|$: quando, come nel caso considerato, il cimatore è usato per *squadrare* tensioni sinusoidali, prende comunemente il nome di *rettangolatore.*

Nell'esempio ora considerato, o in quello relativo alla figura 12, l'amplificatore opera in maniera assai diversa da quella ordinaria e suole dirsi *sovreccitato*; in esso il tubo vien fatto passare bruscamente dalla condizione di interdizione a quella di conduzione (con $V_g = 0$); poi torna all'interdizione e passa alternativamente dallo stato di interdizione a quello di conduzione. Le applicazioni di questo particolare tipo di funzionamento, in cui il tubo opera quasi come fosse un *interruttore elettronico,* sono assai numerose e ad esse è dedicato l'intero capitolo XI.

5. — Cimatura dei segnali ottenuta con transistori.

La doppia cimatura dei segnali, con la possibilità della loro *squadratura*, può ottenersi anche con transistori oltre che coi tubi. Lo schema di un *rettangolatore* a transistore è indicato nella figura 15 insieme con un possibile segnale d'ingresso e la tensione d'uscita corrispondente: si tratta anche qui di un *amplificatore sovreccitato*, la cui analogia col circuito a tubo (fig. 10) appare notevole; ma il principio di funzionamento è piuttosto diverso.

Per rendersi conto del modo di operare del circuito occorre esaminare i due fenomeni su cui è basata la doppia cimatura, che sono l'*interdizione* e la *saturazione* del transistore. Consideriamo, per questo, il circuito della figura 16 e supponiamo che esso operi nelle condizioni caratterizzate dal punto P sulle caratteristiche. Diminuendo progressivamente la tensione V_b applicata alla base, diminuisce la relativa corrente di base I_b e, corrispondentemente, il punto di funzionamento scende lungo la retta di carico. Allorchè la tensione è tale che risulti $I_b = 0$, il punto di funzionamento diviene P_o: esso rivela che la corrente di collettore non è nulla. Come abbiamo messo in evidenza nello studio ge-

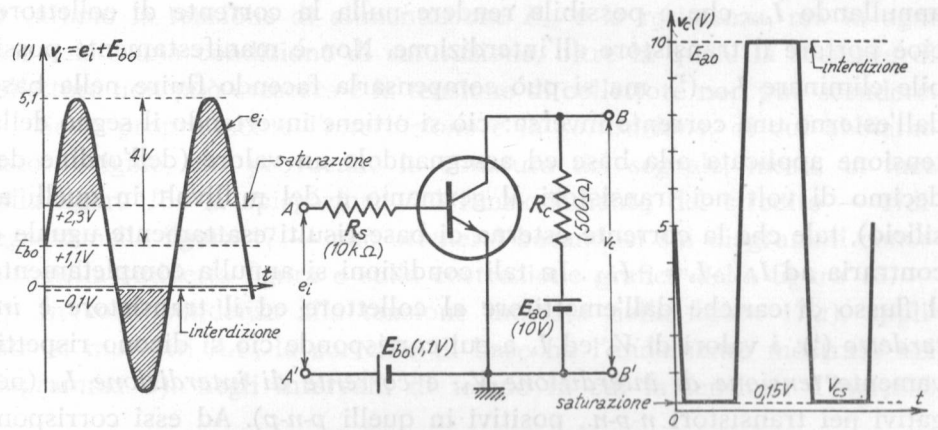


Fig. 15 — Rettangolatore a transistore: le parti del segnale d'ingresso tratteggiate sono eliminate dall'*interdizione* e dalla *saturazione* del transistore.

nerale dei transistori (Vol. I, Cap. IV, n. 5) in un transistore ideale ciò non accadrebbe e sarebbe $I_c = 0$: difatti, in esso, l'esistenza del flusso di cariche che dall'emettitore, tramite la base, giunge al collettore (elettroni, nel transistore *n-p-n*), è subordinata all'esistenza di una corrente di base, che provveda a reintegrare le cariche di segno opposto (lacune)

via, via annullate dalle cariche in transito. Nei transistori reali ciò non avviene — e si ha un flusso di cariche non nullo dell'emettitore al collettore anche quando è $I_b = 0$ — perchè dal collettore penetrano entro la base delle cariche di origine termica (lacune, nei transistori *n-p-n*), che costituiscono una vera e propria corrente di base interna. È a questa

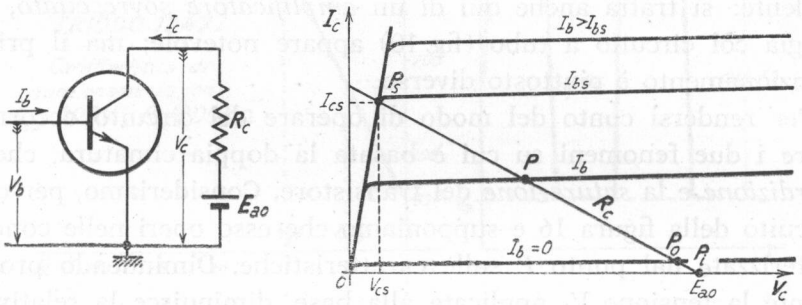


Fig. 16 — Determinazione dell'interdizione e della saturazione del transistore.

corrente interna I_{cbo} (dell'ordine di qualche μA nei transistori al germanio e di qualche decimo di microamper in quelli al silicio) che corrisponde il passaggio della corrente di collettore con $I_b = 0$; ed è solo annullando I_{cbo} che è possibile rendere nulla la corrente di collettore, cioè portare il transistore all'interdizione. Non è manifestamente possibile eliminare I_{cbo} ([3]), ma si può compensarla facendo fluire nella base dall'esterno una corrente inversa: ciò si ottiene invertendo il segno della tensione applicata alla base ed assegnandole un valore (dell'ordine del decimo di volt nei transistori al germanio e del millivolt in quelli al silicio), tale che la corrente esterna di base risulti esattamente uguale e contraria ad I_{cbo}, $I_b = -I_{cbo}$. In tali condizioni si annulla completamente il flusso di cariche dall'emettitore al collettore ed il transistore è *interdetto* ([4]): i valori di V_b ed I_b a cui corrisponde ciò si dicono rispettivamente *tensione di interdizione* V_{bi} e *corrente di interdizione* I_{bi} (negativi nei transistori *n-p-n*, positivi in quelli *p-n-p*). Ad essi corrisponde il punto d'incontro P_i della retta di carico con l'asse delle ascisse (fig. 16): la corrente di collettore è nulla, la tensione è uguale ad E_{ao}.

([3]) - Sarebbe possibile rendere piccolissima tale corrente portando il transistore a temperature estremamente basse.

([4]) - Anche in tali condizioni permane la corrente che dall'interno fluisce dal collettore alla base; pertanto nel circuito di collettore si ha pur sempre la corrente I_{cbo}. Ma essa è così piccola di fronte a quella di normale impiego che può ritenersi del tutto trascurabile.

Per tensioni e correnti di base superiori in valore assoluto a V_{bi} ed I_{bi} il transistore continua a mantenersi interdetto ed il punto di funzionamento non si muove da P_i. Per tensioni e correnti di base inferiori in valore assoluto a V_{bi} ed I_{bi} il transistore diviene conduttore e ciò avviene a maggior ragione quando la tensione e la corrente di base s'invertono; il punto di funzionamento si sposta sula retta di carico verso sinistra entrando nella cosidetta *zona attiva* delle caratteristiche, che è poi quella che abbiamo finora sempre considerato ed a cui appartiene il punto P della figura 16.

Raggiunto il punto P, supponiamo di aumentare progressivamente la tensione applicata alla base, così che aumenti corrispondentemente la corrente di base fino al valore $I_b = I_{bs}$: il punto di funzionamento sale verso P_s, mentre corrispondentemente la corrente di collettore I_c cresce tendendo al valore I_{cs} e la tensione V_c diminuisce tendendo al valore V_{cs}. Osserviamo che se I_b diviene più grande di I_{bs}, il punto di funzionamento rimane P_s, perchè tutte le caratteristiche di parametro superiore ad I_{bs} passano per tale punto: la corrente rimane I_{cs}, la tensione rimane V_{cs} e si è raggiunto, come suol dirsi, la *condizione di saturazione* (5). Naturalmente il punto P_s ed i valori I_{cs} e V_{cs} cambiano se variano la tensione di alimentazione E_{ao} e la resistenza, ma in ogni caso esiste una condizione di saturazione, oltre la quale la corrente di collettore non può crescere e la tensione di collettore non può scendere.

Sono propriamente l'*interdizione* e la *saturazione*, di cui abbiamo visto l'origine, che provocano la cimatura del segnale, messa in luce nella figura 15: la spiegazione del funzionamento del circuito — ridisegnato nella figura 17 — può ottenersi basandosi sui diagrammi contenuti nella suddetta figura e sulla costruzione grafica della figura 18.

In corrispondenza alla tensione indicata nella figura 17 *a*), applicata ai morsetti AA', la corrente di base ha l'andamento mostrato nel diagramma *b*): negli intervalli di tempo in cui la tensione d'ingresso

(5) - Può stupire che la corrente di collettore non continui ad aumentare nonostante che la corrente di base aumenti: la spiegazione fisica può trovarsi nel fatto che in corrispondenza a P_s la tensione di collettore V_{cs} è più piccola di quella di base, per cui il complesso base-collettore viene a costituire una giunzione polarizzata in senso diretto (come la giunzione base-emettitore). Il collettore diviene un vero e proprio emettitore, che immette elettroni nella base; la corrente nel circuito del collettore diviene allora uguale alla differenza fra quella dovuta al flusso di elettroni che provengono dall'emettitore e quella dovuta agli elettroni emessi dal collettore verso la base. Da ciò la ragione per cui la corrente di collettore non cresce al crescere della corrente di base.

$v_i = e_i + E_{bo}$ è negativa, la corrente di base è piccolissima, nonostante che la tensione applicata sia relativamente forte, perchè la giunzione base-emettitore risulta invertita (6). Essa è peraltro sufficiente per mante-

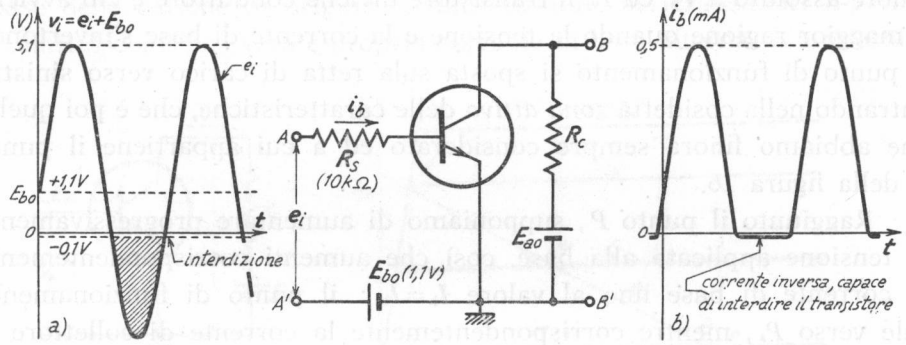


Fig. 17 — Tensione d'ingresso e corrente di base nel circuito cimatore.

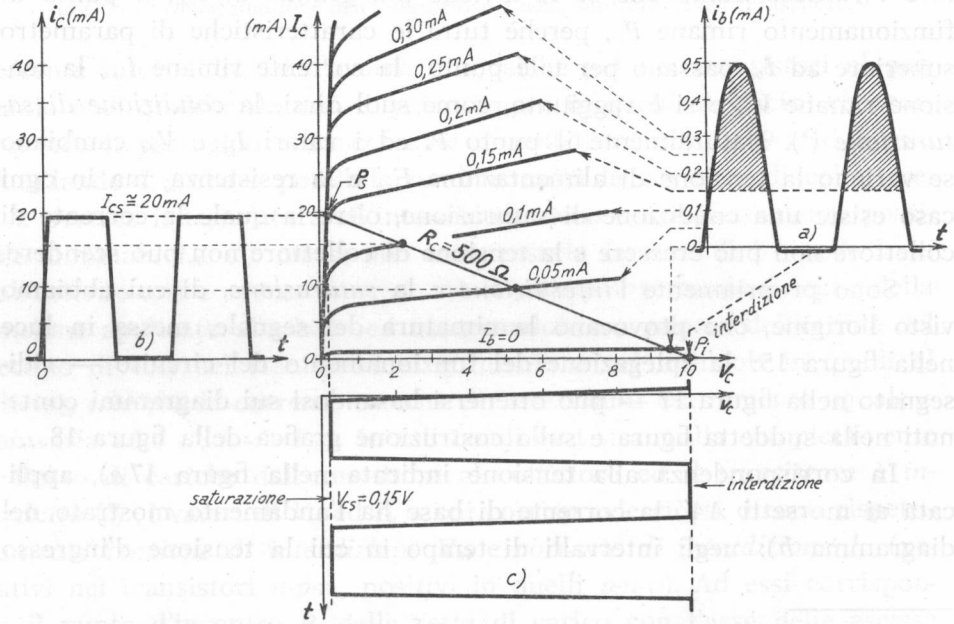


Fig. 18 — Costruzione grafica per determinare, partendo dall'andamento della corrente di base (*a*), l'andamento della corrente di collettore (*b*) e della corrispondente tensione (*c*).

(6) - L'andamento negli intervalli in cui v_i è positiva può ricavarsi col metodo grafico, partendo dalla caratteristica d'entrata (Cap. III, n. 11, fig. 50). Più semplicemente, sapendo che la tensione v_b fra base ed emettitore è sempre molto piccola di fronte a v_i, si può considerare:

$$i_b = \frac{v_i - v_b}{R_s} \cong \frac{v_i}{R_s}.$$

nere il transistore all'interdizione in tutto l'intervallo di tempo in cui v_i ha valore inferiore a $-0{,}1$ V.

Noto l'andamento di i_b (fig. 16 *b*) è facile ricavare l'andamento della corrente e della tensione di collettore servendosi delle caratteristiche di collettore del transistore: il metodo è indicato nella figura 18 e non ha bisogno di spiegazione. La corrente di collettore non sale mai al di sopra del valore di saturazione I_{cs} ($\cong 20$ mA, cioè praticamente uguale ad E_{ao}/R_c) e passa alternativamente da questo valore a zero; la tensione di collettore non scende mai al di sotto di V_{cs} ($\cong 0{,}15$ V) e passa alternativamente da questo valore a quello della tensione di alimentazione E_{ao}, corrispondente allo stato di interdizione. Come nel caso del triodo studiato nel paragrafo precedente, il comportamento del circuito è quello di un amplificatore *sovreccitato*, in cui il transistore opera come un *interruttore elettronico*, alternativamente aperto (*interdizione*: $I_c=0$, $V_c=E_{ao}$) e chiuso (*saturazione*: $I_c=I_{cs}\cong E_{ao}/R_c$, $V_c=V_{cs}\cong 0$): vedremo nel prossimo capitolo le numerose applicazioni di un tale tipo di funzionamento.

6. — Generalità sulla componente continua dei segnali - Cambiamento del valore medio di un segnale.

In gran parte delle applicazioni dell'elettronica il valor medio dei segnali è nullo e le componenti continue che sono sovrapposte ad essi nei processi di amplificazione, rivelazione o simili, non hanno alcuni significato determinante. In alcuni campi di applicazione dell'elettronica,

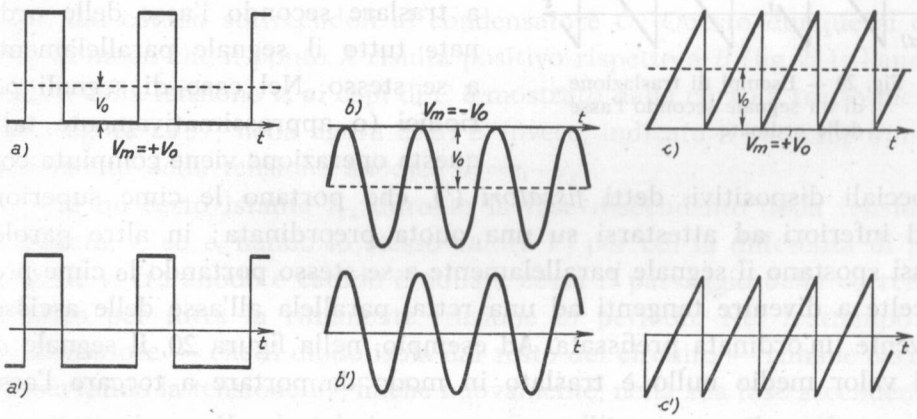


Fig. 19 — Segnali periodici con valor medio diverso da zero (*a*, *b*, *c*) ed uguale a zero (*a'*, *b'*, *c'*).

invece, i segnali possiedono una componente continua (valor medio) la quale rappresenta di per se stessa un'informazione e due segnali identici ma traslati fra loro secondo l'asse delle ordinate possono contenere informazioni diverse. Tre esempi di segnali periodici dotati di componente continua (valor medio $V_m = \pm V_0$) sono indicati nella figura 19 *a*, *b*, *c*).

Quando un segnale a valor medio diverso da zero passa da un circuito ad un altro attraverso ad un accoppiamento capacitivo od a mutua induzione, perde inevitabilmente la sua componente continua e diviene a valore medio nullo; i segnali *a*), *b*), *c*) della figura 19, ad esempio, perdendo la componente continua V_0 divengono i segnali *a'*), *b'*), *c'*), nei quali le aree al disopra dell'asse delle ascisse sono uguali a quelle al disotto. Per riottenere l'andamento originario occorre aggiungere al segnale a valor medio nullo una componente continua di valore appropriato; a questo processo si dà comunemente il nome di *reinserzione della componente continua.*

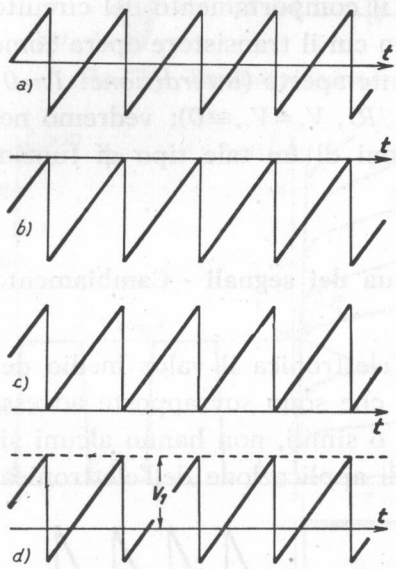


Fig. 20 — Esempi di traslazione di un segnale secondo l'asse delle ordinate.

La reinserzione della componente continua è un caso particolare di una operazione più generale che si può compiere su un segnale, che consiste nel cambiarne il valor medio; pensando alla rappresentazione grafica del segnale, tale operazione equivale a traslare secondo l'asse delle ordinate tutto il segnale parallelamente a se stesso. Nel caso di segnali periodici (o approssimativamente tali) questa operazione viene compiuta con speciali dispositivi, detti *fissatori* ([7]), che portano le cime superiori od inferiori ad attestarsi su una quota preordinata; in altre parole, essi spostano il segnale parallelamente a se stesso portando le cime prescelte a divenire tangenti ad una retta, parallela all'asse delle ascisse, avente un'ordinata prefissata. Ad esempio, nella figura 20, il segnale *a*) di valor medio nullo è traslato in modo da portare a toccare l'asse

([7]) - In inglese essi sono detti *clampers.*

delle ascisse le cime superiori (*b*) od inferiori (*c*); nel caso *d*), invece, le cime superiori sono portate ad attestarsi ad una quota positiva V_1. Esamineremo nei prossimi numeri la costituzione e le proprietà dei *fissatori* che compiono tali operazioni.

7. — Principio di funzionamento dei fissatori.

I *fissatori* sono basati essenzialmente sul fenomeno della carica di un condensatore attraverso un diodo, che è alla base del funzionamento dei raddrizzatori. Per giungere a comprendere il principio su cui operano i fissatori e la loro costituzione riprendiamo, pertanto, in esame il ben noto circuito della figura 21 (Vol. I, Cap. IV, nn. 6-7), costituito dalla serie di un diodo e di un condensatore C. Nell'ipotesi che il segnale applicato sia alternativo sinusoidale, $e_i = E_i \, sen \, \omega t$, e sia rappresentato dalla sinusoide tratteggiata della figura 22 *a*), le successive fasi del processo di carica del condensatore sono, come sappiamo, le seguenti.

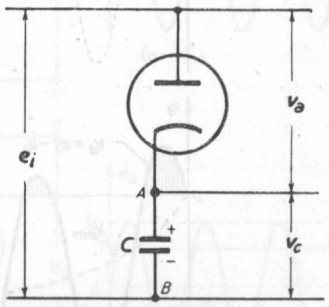


Fig. 21 — Circuito di carica di un condensatore attraverso ad un diodo.

All'istante iniziale, $t = 0$, il condensatore C sia completamente scarico; essendo $e_i = 0$, la placca del diodo ha tensione nulla e perciò non vi è passaggio di corrente attraverso il diodo. Al passare del tempo, e_i cresce e la placca, positiva, attira elettroni dal catodo sottraendoli al condensatore C. Questo dunque si carica in modo che il punto A risulta positivo rispetto a B (fig. 21); l'andamento della tensione v_c ai capi di C è mostrato dalla curva a tratto pieno della figura 22 *a*); nella figura 22 *b*) è, invece, indicato il contemporaneo andamento della tensione anodica $v_a = e_i - v_c$.

Ad un certo istante t_1, durante la fase discendente della tensione applicata, v_c ed e_i hanno lo stesso valore V_1 per cui la differenza di potenziale v_a fra anodo e catodo è nulla e cessa il passaggio della corrente anodica per tutta la rimanente frazione di periodo. Nel frattempo il condensatore — che il diodo isola dal resto del circuito — rimane carico conservando la tensione V_1, finchè nuovamente, nella sua fase ascendente, e_i non raggiunge V_1; da tale istante t_2, fino all'istante t_3, il condensatore riprende a caricarsi e raggiunge una tensione $V_2 > V_1$. Il processo si ripete

per ogni alternanza della tensione applicata fino a che la tensione v_c non ha raggiunto il valore massimo E_i della tensione applicata. Da questo momento in poi la differenza di potenziale v_a fra placca e catodo è sempre negativa; il diodo non lascia più passare corrente ed il condensatore rimane carico al valore massimo E_i della tensione applicata.

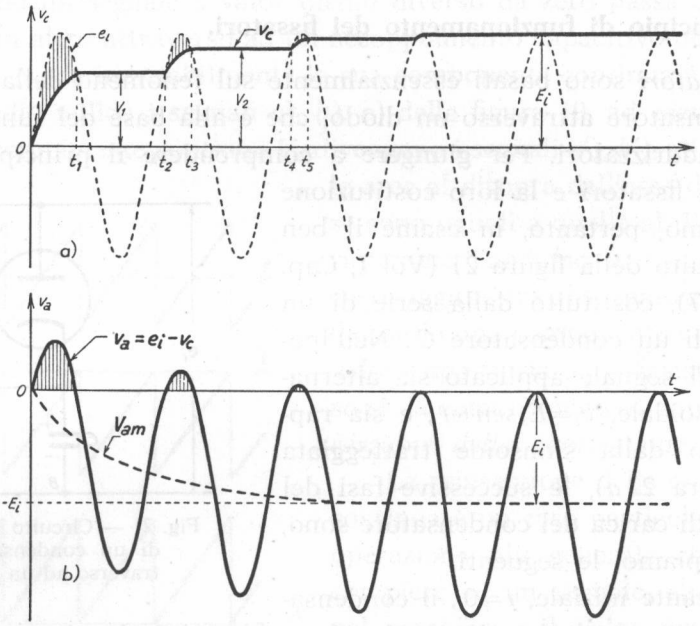


Fig. 22 — Contemporaneo andamento di e_i, v_c e v_a nel circuito di figura 21.

Per quanto riguarda il problema della traslazione de segnali, interessa osservare che la differenza di potenziale fra placca e catodo v_a, dopo un breve periodo transitorio, ha andamento identico al segnale d'ingresso ma, a differenza di e_i che è a valor medio nullo, ha un valor medio $V_{am} = -E_i$; la tensione v_a può quindi considerarsi come il segnale stesso d'ingresso traslato parallelamente a sè stesso così da portare le sue cime superiori a toccare l'asse delle ascisse. È subito evidente che gode della stessa proprietà anche il circuito della figura 23 *a*): comunque siano disposti, infatti, il diodo ed il condensatore, questo, dopo un breve periodo transitorio, finisce per caricarsi al valor massimo della tensione applicata, V_{max}, con segno chiaramente arguibile dal verso della corrente nel diodo. Nel caso della figura 23 *a*) — nell'ipotesi di segnale d'ingresso sinusoidale con ampiezza E_i — risulta $V_{max} = E_i$ e pertanto, dato il segno della carica del condensatore, la tensione d'uscita e_u (coincidente con la

tensione ai capi del tubo v_a) ha il valore:

$$(1) \qquad e_u = e_i - V_{max} = e_i - E_i \ ,$$

a cui corrisponde l'andamento indicato nella figura 23 *a'*). Il circuito *b*) della figura 23 — che è ottenuto da quello *a*) introducendo una tensione continua di polarizzazione V_o in serie al diodo — porta le cime positive del segnale ad un livello V_o: l'andamento del segnale di uscita, indicato nella figura 23 *b'*), si spiega osservando che la tensione applicata alla serie del condensatore e del diodo non è più e_i ma $e_i - V_o$, il cui valore massimo è $V_{max} = E_i - V_o$. Pertanto il condensatore si carica a tale tensione V_{max} col segno indicato in figura e di conseguenza la tensione d'uscita ha il valore:

$$(2) \qquad e_u = e_i - V_{max} = e_i + V_o \ ;$$

essa si svolge attorno al valor medio $V_m = V_o - E_i$ ed i suoi massimi positivi hanno il valore V_o, che in figura è positivo, ma che risulterebbe negativo invertendo la tensione di polarizzazione del catodo.

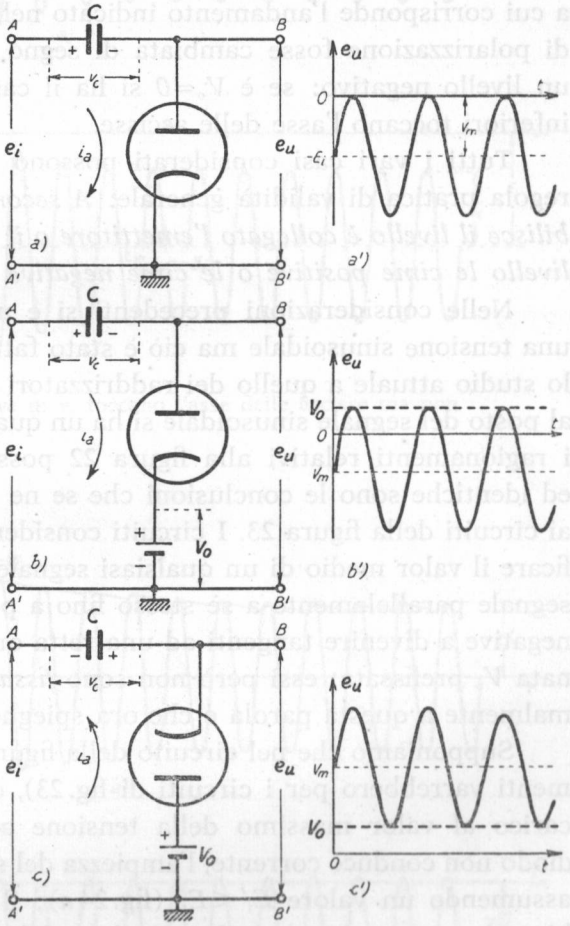


Fig. 23 — Traslazione di segnali ottenuta col processo di carica del condensatore attraverso al diodo.

Notiamo che il circuito *b*) comprende come caso particolare quello *a*) pur di porre $V_o = 0$.

Il circuito della figura 23 *c*) porta ad attestarsi su quota V_o, non le cime positive come quello precedente, ma le cime negative; infatti qui il valor massimo della tensione applicata è $V_{max} = E_i + V_o$ ed a questo va-

lore si carica il condensatore. Data l'inversione del diodo ed il nuovo verso della corrente, la tensione del condensatore ha segno opposto al precedente; la tensione d'uscita ha allora il valore:

$$(3) \qquad e_u = e_i + V_{max} = e_i + E_i + V_o \ ,$$

a cui corrisponde l'andamento indicato nella figura 23 *c'*). Se la tensione di polarizzazione fosse cambiata di segno le cime si attesterebbero su un livello negativo: se è $V_o = 0$ si ha il caso particolare in cui le cime inferiori toccano l'asse delle ascisse.

Tutti i vari casi considerati possono essere inclusi nella seguente regola pratica di validità generale: *A seconda che alla batteria che stabilisce il livello è collegato l'emettitore o il collettore, si attestano a quel livello le cime positive o le cime negative del segnale.*

Nelle considerazioni precedenti si è usato quale segnale d'entrata una tensione sinusoidale ma ciò è stato fatto unicamente per ricollegare lo studio attuale a quello dei raddrizzatori svolto nel Vol. I; in realtà se al posto del segnale sinusoidale si ha un qualsiasi altro segnale periodico, i ragionamenti relativi alla figura 22 possono ripeteresi integralmente ed identiche sono le conclusioni che se ne possono trarre relativamente ai circuiti della figura 23. I circuiti considerati sono dunque atti a modificare il valor medio di un qualsiasi segnale periodico, ossia a traslare il segnale parallelamente a sè stesso fino a portare le sue cime positive o negative a divenire tangenti ad una retta orizzontale che abbia una ordinata V_o prefissata; essi però non sono *fissatori*, nel senso che si dà normalmente a questa parola e che ora spiegheremo.

Supponiamo che nel circuito della figura 21 (ma i medesimi ragionamenti varrebbero per i circuiti di fig. 23), quando già il condensatore è carico al valor massimo della tensione applicata, $v_c = E_i$, e quindi il diodo non conduce corrente, l'ampiezza del segnale d'ingresso diminuisca, assumendo un valore $E_i' < E_i$ (fig. 24 *a*); il condensatore non può cambiare la sua tensione perchè è isolato dal diodo (che si comporta come un circuito aperto) e pertanto la differenza di potenziale fra placca e catodo v_a passa dal valore $v_a = e_i - E_i \, sen\, \omega t - E_i$ al valore:

$$(4) \qquad v_a = E_i' \, sen\, \omega t - E_i \ ,$$

ed ha l'andamento indicato nella figura 24 *b*). Le cime superiori del segnale si staccano dunque dall'asse delle ascisse dove erano attestate e ciò

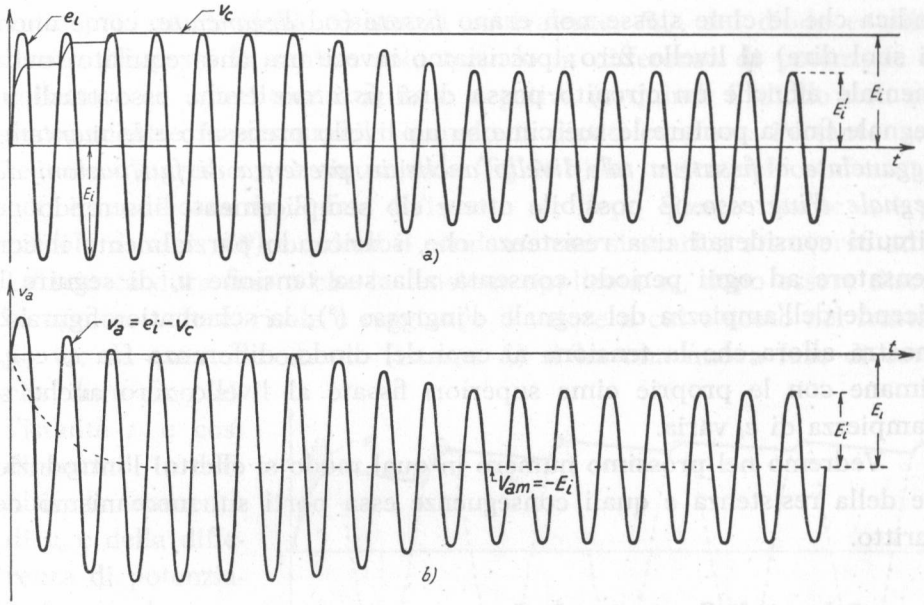


Fig. 24 — Le cime positive di v_a toccano l'asse delle ascisse ma non sono *fissate* ad esso.

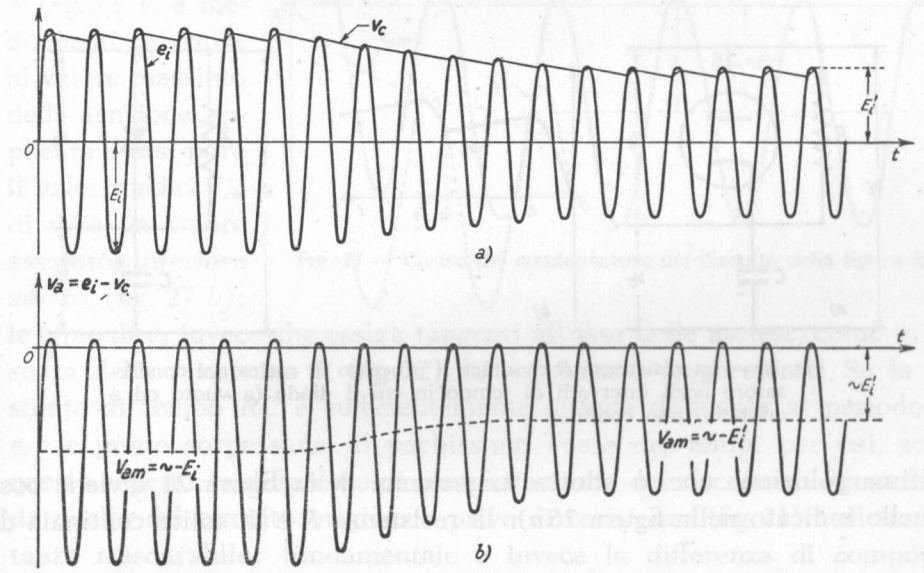


Fig. 25 — L'introduzione di una resistenza nel circuito di fig. 21 scaricando parzialmente il condensatore, permette a v_a di rimanere agganciata con le cime superiori al livello zero.

indica che le cime stesse non erano *fissate* (od *agganciate*, come anche si suol dire) al livello zero; precisiamo invece ora che requisito fondamentale affinchè un circuito possa dirsi *fissatore* è che esso trasli un segnale fino a portare le sue cime su un livello prefissato e *le mantenga agganciate o fissate a tale livello anche in presenza di fluttuazioni del segnale d'ingresso.* È possibile ottere ciò semplicemente inserendo nei circuiti considerati una resistenza che, scaricando parzialmente il condensatore ad ogni periodo consenta alla sua tensione v_c di seguire le vicende dell'ampiezza del segnale d'ingresso ([8]); la schematica figura 25 mostra allora che la tensione ai capi del diodo, differenza fra e_i e v_c, rimane con le proprie cime superiori fissate al livello zero anche se l'ampiezza di e_i varia.

Vedremo nel prossimo numero in qual modo si effettui l'introduzione della resistenza e quali conseguenze essa porti sul meccanismo descritto.

8. — **Schemi di fissatori a diodo.**

La resistenza di scarica del condensatore C, che attribuisce la voluta caratteristica di fissatori ai circuiti delle figure 21 e 23, può essere posta in parallelo al condensatore od al tubo ma è normalmente questa

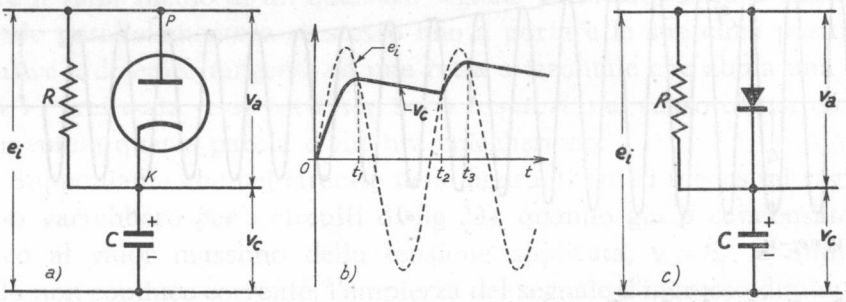


Fig. 26 — La resistenza R modifica il processo di carica del condensatore negli intervalli di tempo in cui il diodo (a vuoto od a cristallo) non conduce.

ultima soluzione che si adotta. Lo schema della figura 21 diviene così quello indicato nella figura 26 *a*): la resistenza R è di solito centinaia di

([8]) - È quanto si fa nei rivelatori delle oscillazioni modulate in ampiezza impiegati nei radioricevitori (Vol. II, Cap. VII, n. 6, fig. 11).

volte più grande della resistenza equivalente, R_{eq}, del diodo e quindi il suo effetto si fa sentire solo quando la differenza di potenziale fra collettore ed emettitore è nulla o negativa (e quindi il diodo non conduce) mentre è trascurabile quando il diodo conduce. Pertanto se il segnale d'ingresso e_i è sinusoidale (fig. 26 *b*) la carica del condensatore non è modificata da R fino all'istante t_1 ; dopo questo istante e_i è più piccolo di v_c ($v_a < 0$) e quindi il condensatore si scarica attraverso ad R. La scarica dura fino a che la tensione applicata e_i, dopo essere discesa al minimo valore, risale e raggiunge il valore a cui è sceso nel frattempo v_c; da questo momento (istante t_2) si ha una nuova fase di carica che dura fino all'istante t_3 e così di seguito. In definitiva l'andamento di v_c e della differenza di potenziale fra anodo e catodo, $v_a = e_i - v_c$, risulta quello indicato nella figura 27. A regime v_c è mediamente inferiore al valore massimo della tensione applicata e così pure il valor medio V_{am} di v_a è, in valore assoluto, inferiore ad E_i (fig. 27 *b*);

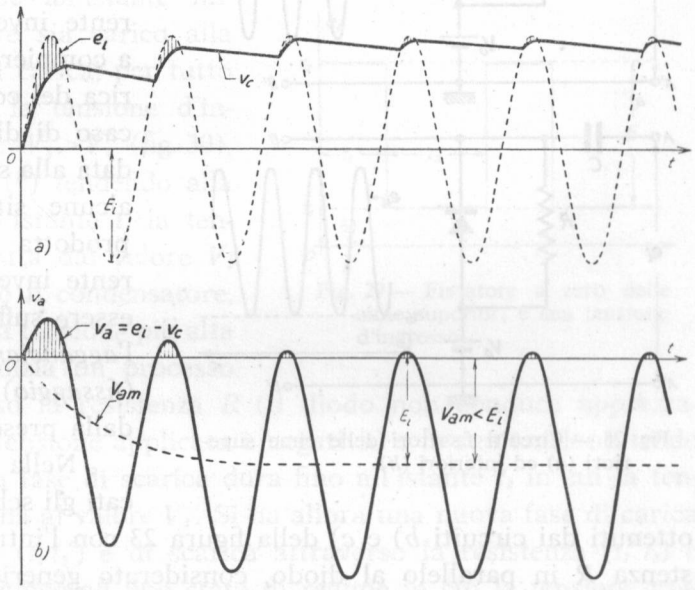


Fig. 27 — Carica del condensatore nel circuito della figura 22 *a*).

le cime di v_a invece che essere tangenti all'asse delle ascisse, come in assenza della resistenza R (fig. 22), lo sorpassano leggermente. Se la costante di tempo RC è sufficientemente grande di fronte al periodo di e_i, le punte sorpassano di pochissimo l'asse dei tempi per cui, sotto questo aspetto, la differenza di comportamento del circuito di figura 26 *a*) da quello del circuito originario privo di resistenza (fig. 21) è di importanza trascurabile; fondamentale è invece la differenza di comportamento per quanto riguarda l'*agganciamento* delle cime superiori alla quota zero, che qui avviene col meccanismo della figura 25, mentre nel

circuito originario mancava. Per questo motivo il circuito della figura 26 *a*) è un *fissatore* che fissa le cime positive del segnale d'ingresso ad un valore di tensione zero.

Non differisce in nulla dal circuito studiato quello della figura 26 *c*), in cui al posto del diodo a vuoto c'è un generico elemento raddrizzante, ad esempio un diodo a cristallo (a giunzione od a punta). Il fatto che questo non abbia conducibilità rigorosamente unidirezionale — e lasci quindi passare una debole corrente inversa — contribuisce a compiere la funzione di scarica del condensatore che, nel caso di diodo a vuoto, è affidata alla sola resistenza R ; in alcune situazioni, la scarica prodotta dalla suddetta corrente inversa può addirittura essere sufficiente a mantenere l'*agganciamento* del segnale (*fissaggio*) indipendentemente dalla presenza di R.

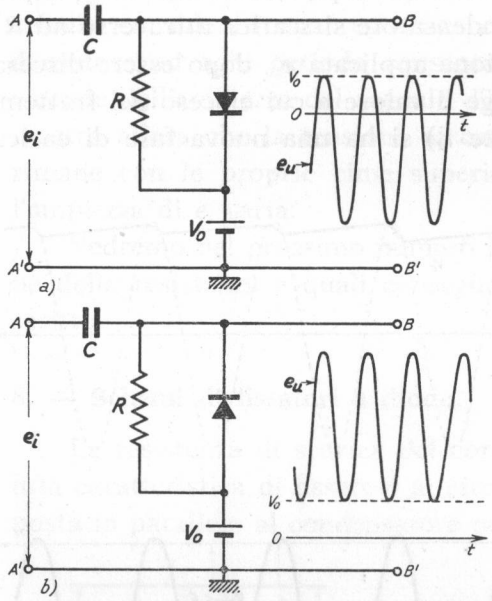


Fig. 28 — Circuiti fissatori delle cime superiori (*a*) ed inferiori (*b*).

Nella figura 28 sono indicati gli schemi di due *fissatori* ottenuti dai circuiti *b*) e *c*) della figura 23 con l'introduzione della resistenza R in parallelo al diodo, considerato genericamente del tipo a vuoto od a cristallo. Essi fissano rispettivamente le cime positive e le cime negative ad un livello V_0 pari al valore della tensione di polarizzazione, che in figura è indicato come positivo ma può essere altrettanto bene nullo o negativo.

I circuiti della figura 28 sono i prototipi di tutti i fissatori usati nella tecnica elettronica; conviene pertanto approfondirne lo studio, esaminando il loro comportamento di fronte a segnali non sinusoidali. Esamineremo nel paragrafo seguente il caso particolarmente utile e significativo in cui il segnale d'ingresso ha andamento rettangolare periodico.

9. — Studio dei fissatori con segnali rettangolari.

Per approfondire lo studio dei fissatori, consideriamo il fissatore della figura 29 *a*), in cui per semplicità si è scelto $V_o = 0$, e supponiamo che la tensione e_i ad esso applicata abbia l'andamento indicato nel diagramma *b*) della stessa figura (9); essa sia cioè una tensione rettangolare periodica, con ampiezza E *da cima a cima*, che si svolge fra due valori positivi V_1, V_2.

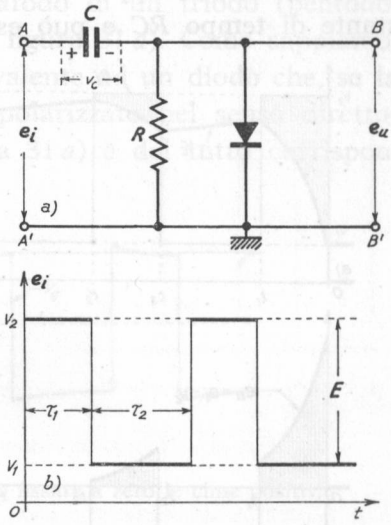


Fig. 29 — Fissatore a zero delle cime superiori e sua tensione d'ingresso.

Supponiamo che all'istante iniziale il condensatore sia carico alla tensione V_1: esso si carica, per tutto il tempo t_1 in cui la tensione d'ingresso ha il valore $V_2 > V_1$ (fig. 30), attraverso il diodo (10) tendendo alla tensione V_2. Ma all'istante t_1 la tensione d'ingresso scatta dal valore V_2 al valore V_1 e perciò il condensatore, che ha raggiunto una tensione più alta di questo valore, inizia un processo di scarica attraverso la resistenza R (il diodo non conduce apprezzabilmente perchè la tensione applicata è negativa) e la sua tensione tende al valore V_1; questa fase di scarica dura fino all'istante t_2 in cui la tensione d'ingresso torna al valore V_2. Si ha allora una nuova fase di carica attraverso al diodo ($t_2 t_2'$) e di scarica attraverso la resistenza ($t_2' t_3$) e così via finchè si giunge ad uno stato di regime in cui la tensione raggiunge il valore V_2, scende ad un valore $V_2 - D$; risale al valore V_2 e così via. L'andamento di v_c è indicato nel diagramma *a*) della figura 30; il contemporaneo andamento della tensione ai capi del diodo, che è la tensione d'uscita $e_u = e_i - v_c$, risulta quello indicato nel diagramma *b*), ottenuto sottraendo, istante per istante, le ordinate di e_i e di v_c. Come si vede, il segnale d'uscita, a regime, è *fissato colle cime superiori al*

(9) - Essa può rappresentare la tensione di collettore di un amplificatore, con carico puramente resistivo, al cui ingresso sia applicata una tensione rettangolare alternata.

(10) - La resistenza R, di valore molto superiore a quella equivalente del diodo, ha effetto scarsissimo.

livello zero, ma non è più esattamente rettangolare ([11]): presenta un dislivello D nella parte inferiore ed una sorta di punta al disopra dell'asse delle ascisse, di altezza pure D. Si trova che il valore di D dipende, a parità di E, dal rapporto fra l'intervallo di tempo τ_2 (fig. 29 *b*) e la costante di tempo RC e può essere reso assai piccolo scegliendo conve-

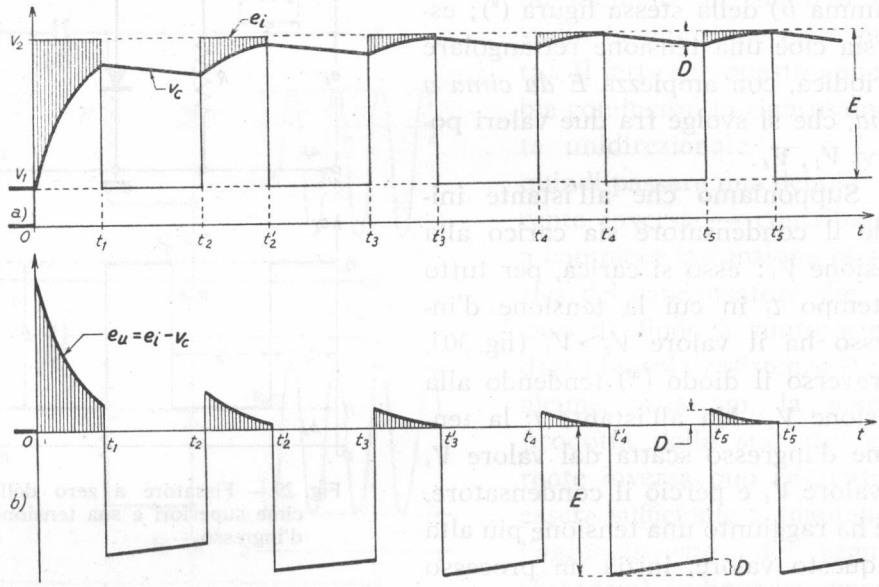


Fig. 30 — Andamento di e_i, v_c ed e_u nel fissatore della figura 29.

nientemente grande il prodotto RC; occorre però tenere presente che quanto più grande è RC, tanto più lentamente la tensione d'uscita può seguire le eventuali fluttuazioni d'ampiezza della tensione d'ingresso, mantenendosi agganciata al livello zero col meccanismo indicato nella fig. 25. Il dimensionamento di RC è quindi un compromesso fra l'esigenza di avere piccolo D e quella di avere un'efficace azione di agganciamento.

Quanto è stato detto per il circuito della figura 29 potrebbe ripetersi con semplici varianti nel caso in cui il diodo fosse rovesciato: le considerazioni svolte possono poi agevolmente estendersi ai circuiti della figura 28. Si può anche osservare che il comportamento dei fissatori non risulterebbe sensibilmente diverso da quello delineato se la tensione applicata non fosse rigorosamente periodica: così se le durate τ_1 e τ_2 nel segnale della figura 29 variassero nel tempo, non si troverebbero differenze di rilievo nel comportamento studiato.

([11]) - La distorsione in figura è esaltata per maggior evidenza.

10. — **Fissaggio nel circuito di griglia e polarizzazione automatica.**

Il fissaggio delle cime positive di un segnale allo zero può essere ottenuto, oltre che con un diodo, utilizzando la giunzione base-emettitore di un transistore od il circuito griglia-catodo di un triodo (pentodo, tubo a fascio) col metodo indicato nella figura 31 *a*). Come sappiamo, infatti, il complesso griglia-catodo è equivalente ad un diodo che, se la griglia è positiva di fronte al catodo è polarizzato nel senso diretto; pertanto il circuito di griglia della figura 31 *a*) è del tutto corrispon-

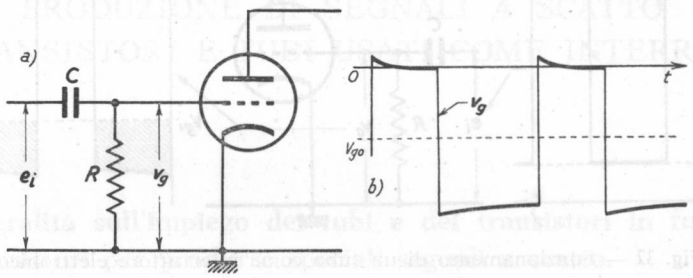


Fig. 31 — Fissaggio nel circuito di griglia: sono fissate a zero le cime positive di un segnale rettangolare.

dente a quello del fissatore a diodo della figura 29, *purchè la costante di tempo RC sia scelta sufficientemente grande di fronte al periodo dei segnali applicati.* In particolare se la tensione d'ingresso è rettangolare con valor medio qualsiasi, la tensione effettivamente applicata fra griglia e catodo, v_g, ha l'andamento indicato nella figura 31 *b*) e — a parte le piccole punte positive — si svolge tutta al di sotto dello zero. Il sistema di fissaggio nel circuito di griglia, ora visto, prende il nome di *polarizzazione automatica di griglia* ed ha un uso vastissimo nell'elettronica dei segnali a scatto ([12]).

([12]) - Esaminando la figura 31 si vede chiaramente che il circuito considerato non differisce dal sistema di *polarizzazione automatica di griglia* (Vol. II, Cap. V, n. 5) usato negli amplificatori per alte frequenze. Possiamo ora renderci conto dell'azione di autoregolazione che si ha col detto sistema. Grazie al fissaggio, infatti, il segnale si svolge attorno ad un valore medio negativo V_{go} (fig. 13 *b*) che automaticamente è tale da tenere le cime superiori a livello zero. È utile osservare che in qualunque amplificatore, in cui il segnale sia applicato alla griglia tramite una capacità, può insorgere il fenomeno di polarizzazione automatica se il segnale, anche momentaneamente, porta la griglia a divenire positiva. Se, ad esempio, ad un dato momento, per una causa qualsiasi, giunge alla griglia un forte segnale disturbante, può nascere una polarizzazione negativa così forte da portare il tubo all'interdizione; cessa pertanto l'amplificazione dei segnali utili finchè la carica del con-

È interesante per le applicazioni il caso particolare in cui il segnale rettangolare applicato ha ampiezza tale che le cime inferiori scendono al di sotto della tensione di interdizione V_{gi}, come è indicato nella figura 32. In tali condizioni il tubo passa alternativamente nella condizione di conduzione ed in quella di interdizione; se il fissaggio è compiuto correttamente e l'ampiezza del segnale è sufficiente, la tensione

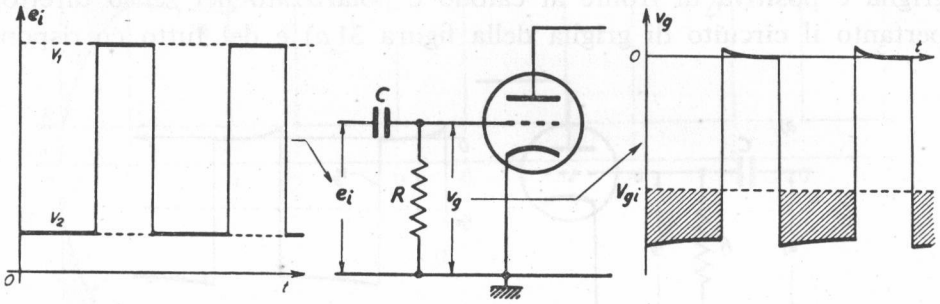


Fig. 32 — Funzionamento di un tubo come interruttore elettronico.

di griglia passa alternativamente dal valore zero (a parte le piccole punte positive) ad oltre il valore di interdizione. Si ha cioè un comportamento analogo a quello che si è già verificato per il cimatore a triodo (n. 4, fig. 14); il tubo, in queste condizioni, si comporta come un interruttore alternativamente aperto (tubo all'interdizione) o chiuso ($v_g = 0$).

Lo stesso comportamento può ottenersi con un transistore *polarizzandone la base in modo che esso sia normalmente in condizioni di saturazione*: il segnale rettangolare applicato tramite il condensatore lo fa allora passare alternativamente dal suddetto stato di saturazione a quello di interdizione, in maniera simile a quella vista nel n. 5. Esamineremo nel prossimo capitolo alcune interessanti applicazioni dei transistori e dei tubi usati nelle condizioni dette (*interruttori elettronici*), approfondendone ulteriormente il meccanismo di funzionamento.

---

densatore (che provoca la polarizzazione automatica) non si è esaurita. Il rimedio più comune a questo inconveniente (che si chiama *bloccaggio* dell'amplificatore) è quello di disporre in serie al conduttore di griglia una resistenza R_s che, limitando convenientemente la corrente di griglia, impedisca una soverchia carica del condensatore: questo espediente è, ad esempio, usato nel primo tubo dell'amplificatore della figura XV, 21.

CAPITOLO XI

PRODUZIONE DI SEGNALI A SCATTO CON TRANSISTORI E TUBI USATI COME INTERRUTTORI

1. — Generalità sull'impiego dei tubi e dei transistori in funzione di interruttori per produrre speciali segnali a scatto.

Negli appari elettronici, oltre ai segnali che hanno un contenuto informativo (come i segnali telefonici, telegrafici e video), esistono altri tipi di segnali (*segnali di servizio*) di tipo *a scatto* che disimpegnano vari ed importanti compiti interni: sono segnali a dente di sega (1), stretti guizzi di tensione (2), treni di oscillazioni di ben determinata frequenza e durata (3) e vari altri.

La produzione di questi segnali è basata sui fenomeni transitori che si verificano in circuiti costituiti da f. e. m. continue, resistenze, condensatori ed induttori quando un interruttore bruscamente cortocircuita od apre una parte del circuito stesso; all'atto pratico, poi, l'interruzione è sostituito da un *regolatore elettronico di corrente* (tubo o transistore) che viene portato all'interdizione (interruttore aperto) od in conduzione (interruttore chiuso) dietro comando di un segnale applicato al suo elettrodo di controllo (griglia o base). Vedremo nei prossimi paragrafi quali siano i fondamentali circuiti di tale tipo, di che genere siano i

---

(1) - Usati, in particolare, per la produzione degli assi dei tempi negli oscillografi e nel radar.

(2) - Spesso tali segnali sono detti *a grilletto* perchè, come il grilletto del fucile, provvedono a far *scattare* certi dispositivi elettronici, che studieremo nel Cap. XII, da uno stato elettrico ad un altro.

(3) - Destinati spesso a fornire riferimenti temporali negli indicatori radar.

segnali prodotti e quale sia il comportamento del tubo o del transistore *in funzione di interruttore*; partiremo per questo dall'esempio particolarmente semplice della formazione di segnali a denti di sega (4).

2. — Generazione dei segnali a denti di sega.

Il circuito prototipo per la generazione dei segnali a denti di sega è quello indicato nella figura 1: l'interruttore è normalmente chiuso e cortocircuita il condensatore. Ad un certo istante t_1 l'interruttore si apre ed il condensatore, sotto l'effetto della f. e. m. E_{ao}, comincia a caricarsi; la sua tensione tende allora esponenzialmente ad E_{ao} (fig. 1); ma ben prima che la carica sia completa, all'istante t_2 l'interruttore si richiude bruscamente, scaricando il condensatore e riportando la sua tensione v_a a zero (fig. 1). Tanto più grande è la costante di tempo RC del processo di carica di fronte all'intervallo $t_1 t_2$ in cui l'interruttore rimane aperto e tanto più lineare può considerarsi il tratto in salita del segnale che, a rigore, è un elemento di esponenziale (5). Il circuito considerato è quindi atto a generare segnali a denti di sega di forma idealmente triangolare; se, successi-

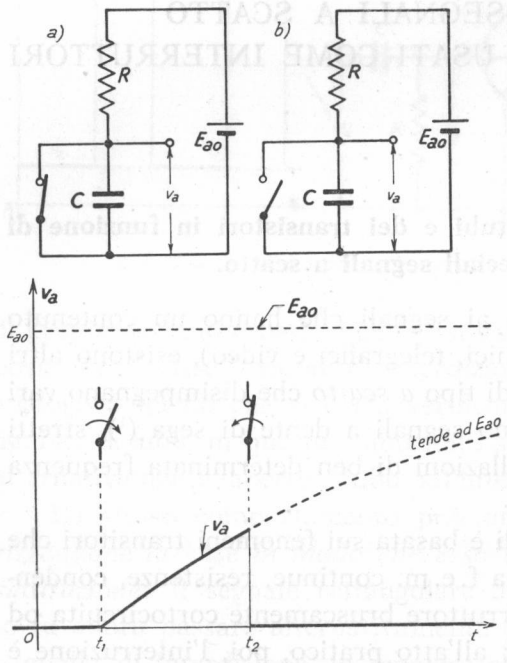


Fig. 1 — Circuito prototipo per la generazione di segnali a denti di sega ed andamento del segnale stesso.

(4) - Per una trattazione più esauriente ed approfondita degli argomenti trattati in questo capitolo si veda: M. SOLDI - Elementi di tecnica delle forme d'onda (Ed. Levrotto e Bella, Torino). Fondamentale è poi il testo: J. MILLMANN, H. TAUB - *Pulse, Digital and Switching Waveforms* (Ed. Mc Graw-Hill, New York).

(5) - Per un dato rapporto fra la costante di tempo RC e la durata dell'intervallo $t_1 t_2$, l'errore che si commette confondendo l'esponenziale con una retta può dedursi dalla fig. I, 21 (Cap. I, n. 11).

vamente all'istante t_2, l'interruttore viene riaperto ad intervalli regolari di tempo, la tensione ai capi del condensatore risulterà una successione periodica di segnali a denti di sega, come generalmente occorre nelle applicazioni.

Nel circuito della figura 1 si è considerato l'interruttore come un cortocircuito; ma ciò non è rigorosamente vero in nessun caso e tanto meno quando al posto dell'interruttore vi è un tubo elettronico o un transistore. Per avvicinarsi alle condizioni reali di funzionamento conviene allora considerare al posto del circuito della figura 1 quello della

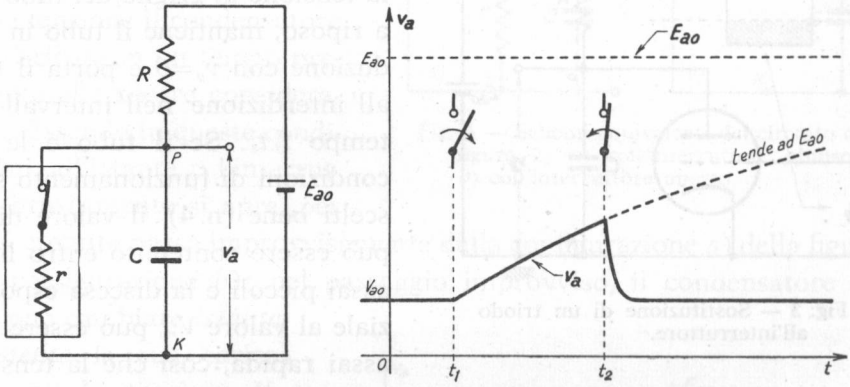


Fig. 2 — Schema del formatore di segnali a denti di sega ed andamento del segnale ottenuto tenendo conto della resistenza dell'interruttore.

figura 2, in cui in serie all'interruttore vero e proprio è posta una resistenza r, piccola di fronte ad R ma non nulla ([6]). In questo caso, ai capi dell'interruttore dotato di resistenza (indicato nella figura 2 con un rettangolo) chiuso, la tensione non è zero ma ha un valore V_{ao}, che è una frazione di E_{ao}, tanto più piccola quanto più piccola è r di fronte ad R; pertanto a riposo il condensatore, invece che essere completamente scarico, avrà ai suoi capi la tensione V_{ao} e da tale valore inizierà la carica verso E_{ao} quando, all'istante t_1, l'interruttore si apre (fig. 2). Allorchè poi, all'istante t_2, l'interruttore si chiude, la scarica non sarà

([6]) - Quando l'interruttore deve simulare un transistore, un ulteriore affinamento dello schema equivalente si avrebbe disponendo in parallelo all'interruttore una resistenza r_p molto grande, che lasci passare una debolissima corrente quando l'interruttore è aperto (transistore interdetto). L'effetto di tale debolissima corrente nel comportamento reale del transistore è, peraltro, così piccolo che non mette conto complicare lo schema equivalente con l'aggiunta di r_p.

istantanea ma avverrà esponenzialmente con una costante di tempo T_2 (legata a C e ad r) ed invece di portare la tensione a zero la condurrà al valore di riposo V_{ao}; l'andamento risultante della tensione v_a ai capi di C e dell'interruttore è allora il tipico dente di sega indicato nella figura 2.

La sostituzione di un tubo elettronico al posto dell'interruttore avviene secondo lo schema della figura 3 e non conduce a modificazioni di rilievo nella forma del segnale a dente di sega risultante; nella medesima figura 3 è indicato l'andamento della tensione di griglia del tubo che, a riposo, mantiene il tubo in conduzione con $v_g=0$ e porta il tubo all'interdizione nell'intervallo di tempo $t_1 t_2$. Se il tubo e le sue condizioni di funzionamento sono scelti bene (n. 4), il valore di V_{ao} può essere contenuto entro limiti assai piccoli e la discesa esponenziale al valore V_{ao} può essere resa assai rapida, così che la tensione di uscita può approssimare assai bene quella ideale di figura 1. Situazione analoga si ha quando l'interruttore è attuato con un transistore: vedremo le relative modalità di funzionamento nel n. 5.

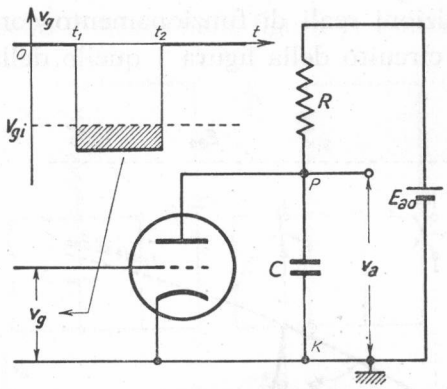


Fig. 3 — Sostituzione di un triodo all'interruttore.

Noti gli elementi del circuito e le caratteristiche del tubo o del transistore usato, l'andamento del segnale d'uscita può essere determinato con cura, sia qualitativamente che quantitativamente: nei prossimi tre paragrafi ne indicheremo il metodo, che ci servirà anche per lo studio degli altri principali circuiti destinati alla produzione dei *segnali di servizio*.

3. — Formazione dei segnali a dente di sega: criteri generali di studio dei circuiti RC ed RL con interruttori.

Visto nel paragrafo precedente l'andamento generale del fenomeno di produzione della tensione a dente di sega, è utile fissarne gli elementi quantitativi prendendo lo spunto dal circuito della figura 2; vedremo poi nei numeri seguenti le modificazioni prodotte dalla sostituzione dell'interruttore col tubo (n. 4) o col transistore (n. 5).

Il circuito della figura 2 può ridisegnarsi come nella figura 4 a) quando l'interruttore è chiuso e come nella figura 4 *b*) quando l'interruttore è aperto. Prima dell'istante t_1 (in cui l'interruttore si apre) fra i punti P e K (fig. 4 *a*) si ha una tensione V_{ao} (*tensione di riposo*) che ha manifestamente il valore:

$$(1) \qquad V_{ao} = E_{ao} \frac{r}{r+R} \; ;$$

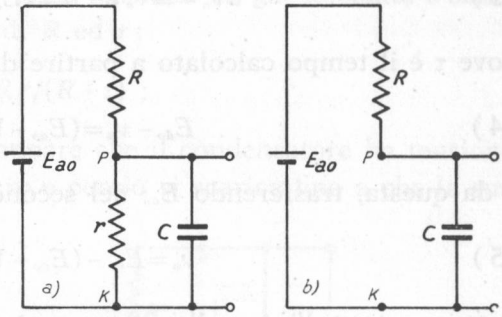


Fig. 4 — Schemi equivalenti del circuito di figura 2: *a*) coll'interruttore chiuso; *b*) coll'interruttore aperto.

a tale tensione il condensatore si è caricato in un tempo precedente alle nostre considerazioni. Essendo in queste condizioni, all'istante t_1 l'interruttore bruscamente si apre, per cui il circuito passa improvvisamente dalla configurazione *a*) della figura 4 alla configurazione *b*); nel passaggio improvviso, il condensatore (che non può cambiare *istantaneamente* la sua carica) conserva la tensione V_{ao} che già aveva. Poichè però la tensione E_{ao} è più alta di V_{ao}, il condensatore prende a caricarsi e, con l'andamento esponenziale indicato nella figura 5, tende a portarsi dalla tensione V_{ao} alla tensione E_{ao}; la costante di tempo del processo di carica è manifestamente:

$$(2) \qquad T_1 = CR \; .$$

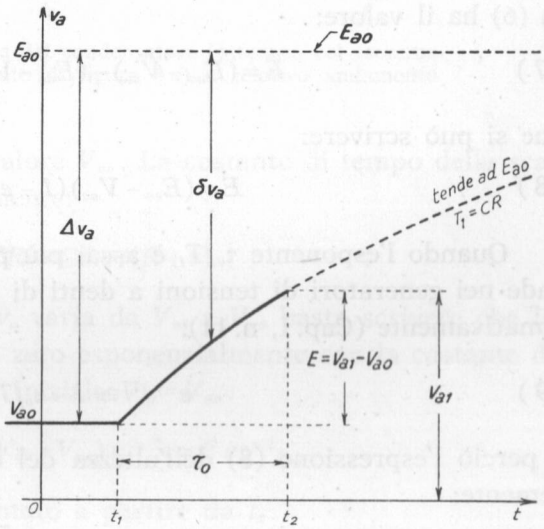


Fig. 5 — Andamento di v_a conseguente alla carica del condensatore dopo l'istante t_1.

L'espressione della tensione v_a nel tempo successivo a t_1 (che indicheremo con τ) può agevolmente ricavarsi scrivendo che v_a, dal valore V_{ao}, tende esponenzialmente ad E_{ao}, o, più semplice-

mente, che la differenza $\delta v_a = E_{ao} - v_a$ tende a zero esponenzialmente con costante di tempo T_1, partendo dal valore $\Delta v_a = E_{ao} - V_{ao}$ che essa ha all'istante t_1:

$$\delta v_a = \Delta v_a \, e^{-\tau/T_1} = (E_{ao} - V_{ao}) \, e^{-\tau/T_1} \,, \tag{3}$$

dove τ è il tempo calcolato a partire da t_1. Si ha perciò la relazione:

$$E_{ao} - v_a = (E_{ao} - V_{ao}) \, e^{-\tau/T_1} \,, \tag{4}$$

e da questa, trasferendo E_{ao} nel secondo membro, si ricava:

$$v_a = E_{ao} - (E_{ao} - V_{ao}) \, e^{-\tau/T_1} \,. \tag{5}$$

Detto $\tau_o = t_2 - t_1$ l'intervallo di tempo intercorrente fra t_1 e t_2, all'istante t_2 risulta $\tau = \tau_o$ e pertanto il valore corrispondente di v_a, che diremo V_{a1}, risulta:

$$V_{a1} = E_{ao} - (E_{ao} - V_{ao}) \, e^{-\tau_o/T_1} \,. \tag{6}$$

V_{a1} è il valore più alto raggiunto da v_a, perchè all'istante t_2 inizia la scarica. L'altezza del dente di sega risulta pertanto $E = V_{a1} - V_{ao}$, che per la (6) ha il valore:

$$E = (E_{ao} - V_{ao}) - (E_{ao} - V_{ao}) \, e^{-\tau_o/T_1} \,, \tag{7}$$

che si può scrivere:

$$E = (E_{ao} - V_{ao}) \, (1 - e^{-\tau_o/T_1}) \,. \tag{8}$$

Quando l'esponente τ_o/T_1 è assai più piccolo di *1* (come sempre accade nei generatori di tensioni a denti di sega), si può scrivere approssimativamente (Cap. I, n. 11):

$$e^{-\tau_o/T_1} \cong 1 - \tau_o/T_1 \,, \tag{9}$$

e perciò l'espressione (8) dell'altezza del dente di sega, risulta semplicemente:

$$E \cong (E_{ao} - V_{ao}) \frac{\tau_o}{T_1} \,. \tag{10}$$

Il tratto ascendente del segnale a dente di sega risulta in tal modo completamente determinato. Per quanto riguarda la successiva scarica, osserviamo che nel momento in cui si chiude l'interruttore (istante t_2)

la configurazione del circuito diviene quella della figura 4 *a*), col condensatore carico alla tensione V_{a1} poc'anzi calcolata. La parte del circuito a sinistra di C può, mediante il teorema di Thevenin, trasformarsi in un generatore (fig. 6) che ha come f. e. m. la tensione V_{ao} già calcolata e come resistenza interna il parallelo R' di R ed r:

$$R'=R\,r/(R+r)\ ; \tag{11}$$

dal circuito così ottenuto (fig. 6) appare che il condensatore ha tensione V_{a1} più alta di quella del generatore e perciò si scarica fino a che la sua

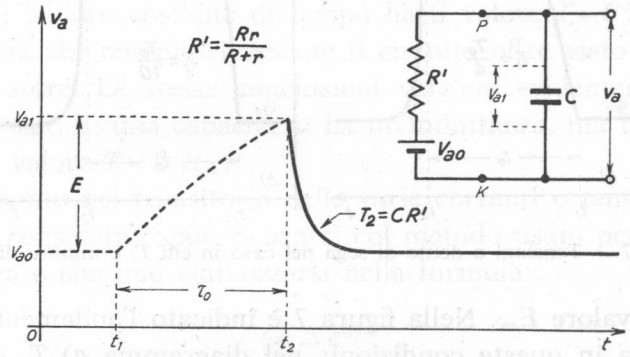


Fig. 6 — Circuito di scarica del condensatore (ottenuto col teorema di Thevenin, dal circuito di figura 4 *a*) e relativo andamento della tensione di uscita.

tensione non ha raggiunto il valore V_{ao}. La costante di tempo della scarica esponenziale è manifestamente:

$$T_2=CR'=CR\,r/(R+r)\ ; \tag{12}$$

per ricavare la legge con cui v_a varia da V_{a1} a V_{ao} basta scrivere che la differenza $\delta v_a=v_a-V_{ao}$ tende a zero esponenzialmente con la costante di tempo T_2 partendo dal valore iniziale $V_{a1}-V_{ao}$:

$$v_a-V_{ao}=(V_{a1}-V_{ao})\,e^{-\tau/T_2}=E\,e^{-\tau/T_2}\ , \tag{13}$$

dove ora τ indica il tempo contato a partire da t_2.

L'andamento corrispondente è indicato nella figura 6 dalla curva a linea intera. Risulta in tal modo pienamente determinato l'andamento completo del segnale a dente di sega prodotto da un circuito del tipo di figura 2.

I diagrammi della tensione v_a delle figure 1, 2, 6 sono stati disegnati

nella ipotesi che la costante di tempo T_1 sia così grande di fronte a τ_0 che il tratto ascendente del segnale possa considerarsi quasi rettilineo. Un andamento assai diverso si ha nel caso in cui T_1 è più piccola di τ_0, perchè allora, nell'intervallo di tempo in cui l'interruttore è aperto, il condensatore riesce a caricarsi completamente e la tensione ai suoi capi

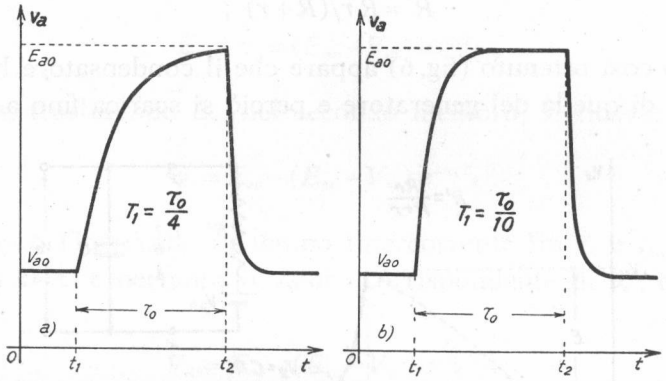


Fig. 7 — Tensioni a dente di sega nel caso in cui T_1 è minore di τ_0.

raggiunge il valore E_{ao}. Nella figura 7 è indicato l'andamento della tensione d'uscita in queste condizioni: nel diagramma *a*) T_1 è un quarto di τ_0, mentre nel diagramma *b*) è un decimo.

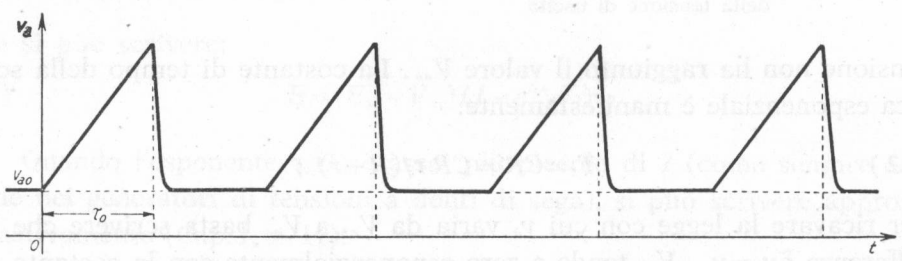


Fig. 8 — Tesione periodica a denti di sega.

Lo studio compiuto vale anche quando l'interruttore si apre e chiude successivamente, in maniera periodica o non. Nella figura 8 è indicato l'andamento della tensione a denti di sega conseguente all'apertura e chiusura periodica dell'interruttore; il diagramma è relativo ad un valore di T_1 molto più grande di τ_0, in condizioni, quindi, simili a quelle della figura 6.

Dal metodo di calcolo usato per determinare l'andamento della tensione a dente di sega, possono trarsi utili indicazioni per lo studio di

altri circuiti che studieremo in seguito, destinati alla formazione di segnali di servizio. Osserviamo che qualunque circuito formato da f. e. m. continue, resistenze ed un condensatore può sempre ricondursi ad uno schema del tipo di figura 6, sia coll'interruttore aperto che coll'interruttore chiuso: infatti, il circuito connesso alla capacità, visto dai morsetti di essa, si può sempre rappresentare (per il teorema di Thevenin) con un generatore avente una particolare f. e. m. continua ed una particolare resistenza. Ne deduciamo che nei circuiti formati da f. e. m. continue, resistenze ed *un solo* condensatore, i transistori conseguenti all'apertura ed alla chiusura di un interruttore, che di essi faccia parte, sono sempre *esponenziali*; la loro costante di tempo ha il valore $T = C R_{eq}$, dove R_{eq} è la resistenza che complessivamente il circuito offre visto dai morsetti del condensatore. Le stesse conclusioni valgono evidentemente se nel circuito al posto di una capacità si ha un'induttanza, ma la costante di tempo ha il valore $T = L/R_{eq}$.

L'andamento nel transitorio delle varie correnti o tensioni presenti nel circuito considerato può ricavarsi col metodo usato per il segnale a dente di sega e che può sintetizzarsi nella formula:

$$\delta = \Delta\, e^{-\tau/T} \,, \tag{14}$$

dove: τ indica il tempo calcolato a partire dall'istante in cui l'interruttore si apre o chiude; Δ è la differenza fra i valori che la grandezza considerata (tensione o corrente) ha all'inizio ed alla fine del transitorio ([7]); δ è la differenza fra il valore della grandezza desiderata ad un certo istante τ ed il valore alla fine del transitorio.

I valori iniziali di solito si arguiscono assai bene tenendo presente che non sono possibili *variazioni istantanee* della tensione di una capacità e della corrente in un'induttanza e che, perciò, *immediatamente dopo* la chiusura o l'apertura dell'interruttore, la tensione nelle capacità e la corrente nell'induttanza hanno i valori che possedevano *immediatamente prima* dello scatto dell'interruttore.

I valori finali si ricavano agevolmente tenendo presente che, finito il periodo transitorio, *risultano certamente nulle la corrente nella capa-*

([7]) - Se il transitorio viene interrotto da una successiva apertura o chiusura dell'interruttore, per *valore alla fine del transitorio* si deve intendere il valore limite a cui avrebbe teso la grandezza considerata senza l'azione dell'interruttore. Ad esempio, nella figura 5 il valore finale del transitorio è E_{g0} e non V_{gl}.

cità e la tensione ai capi dell'induttanza; i valori finali delle tensioni e delle correnti presenti nel circuito si calcolano perciò *considerando C come un circuito aperto ed L come un cortocircuito.* Nello stesso modo (*C* circuito aperto, *L* cortocircuito) si determinano i valori delle grandezze desiderate nelle condizioni di riposo ([8]).

4. — Formazione dei segnali a denti di sega: comportamento del tubo elettronico in funzione di interruttore.

La sostituzione di un triodo al posto dell'interruttore nel circuito della figura 2 non comporta grandi differenze nel suo comportamento e nel suo calcolo, per cui lo studio dell'effettivo *formatore di segnali a denti di sega*, indicato nelle figure 3 e 9, può svolgersi secondo la linea seguita nel numero precedente.

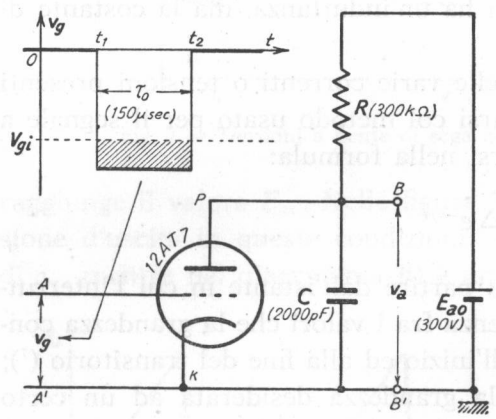


Fig. 9 — Formatore di tensioni a dente di sega (i valori indicati entro parentesi si riferiscono ad un esempio particolare).

Il valore della tensione di riposo V_{ao} si trova immediatamente sulle caratteristiche del tubo tracciando la retta di carico corrispondente alla tensione di alimentazione E_{ao} ed alla resistenza R. Il punto d'incontro P_o della retta con la caratteristica relativa a $V_g=0$ è il punto di riposo, a cui corrisponde la tensione di riposo V_{ao}; se, come si è supposto nella figura 9, il tubo è un triodo *12AT7* ed è $R=300\,\text{k}\Omega$, $E_{ao}=300\,\text{V}$, dalla costruzione della figura 10 si ricava $V_{ao}=20\,\text{V}$.

Quando il tubo all'istante t_1 passa all'interdizione, si svolge il processo di carica in maniera identica a quella vista nel numero precedente perchè *non vi è alcuna differenza fra un tubo all'interdizione ed un interruttore aperto*; valgono quindi, in particolare, le formule (2) e (10) del n. 3 che stabiliscono per la costante di tempo del tratto ascendente

([8]) - Può essere utile, per esercizio, rifare il calcolo dell'andamento della tensione a dente di sega valendosi dei criteri pratici esposti.

e per l'altezza E del dente di sega i valori seguenti:

$$(1) \qquad T_1 = RC \quad , \quad E \cong (E_{ao} - V_{ao}) \frac{\tau_o}{T_1} \; .$$

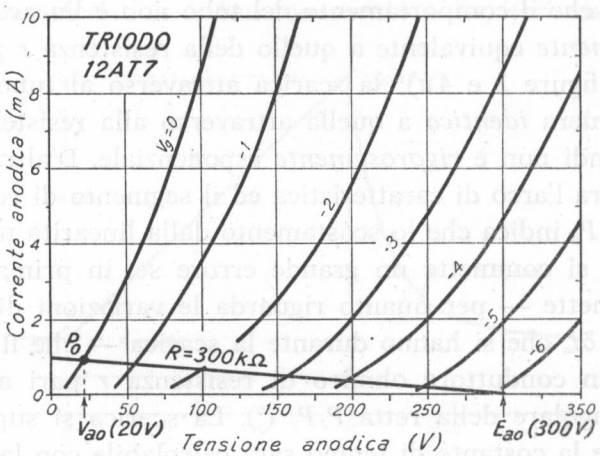


Fig. 10 — Caratteristiche anodiche del triodo *12AT7* e costruzione della retta di carico relativa ad $E_{ao} = 300$ V, $R = 300$ kΩ.

Se, come è indicato nella figura 9, si ha $C = 2 \cdot 10^{-9}$ F, $\tau_o = 1{,}5 \cdot 10^{-4}$ sec, risulta:

$$(2) \qquad T_1 = 2 \cdot 10^{-9} \cdot 3 \cdot 10^5 = 6 \cdot 10^{-4} \text{ sec} \quad ; \quad E \cong (300 - 20) \frac{1{,}5 \cdot 10^{-4}}{6 \cdot 10^{-4}} \cong 70 \text{ V} \; .$$

All'istante t_2 il tubo torna ad essere conduttore ed attraverso ad esso avviene la scarica del condensatore. Per quanto riguarda tale scarica osserviamo che nel momento in cui il tubo passa in conduzione il condensatore ha una tensione $V_{a1} = V_{ao} + E$ e non può cambiarla istantaneamente; essa risulta pertanto applicata al triodo il quale va perciò a funzionare punto P_1 (fig. 11) della caratteristica $V_g = 0$ di ascissa V_{a1}. Di mano in mano che il condensatore si scarica, v_a diminuisce ed il punto

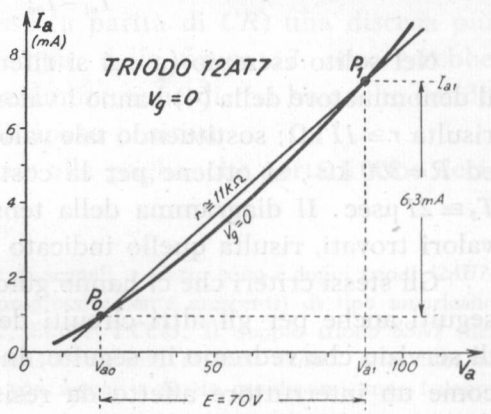


Fig. 11 — Determinazione grafica del valore di r.

di funzionamento scende lungo la curva caratteristica fino a raggiungere il punto di riposo P_o.

Il fatto, messo in luce nella figura 11, che l'arco di caratteristica interessato al funzionamento del tubo durante la scarica non sia rettilineo, mostra che il comportamento del tubo non è lineare e che perciò non è *esattamente* equivalente a quello della resistenza r presente negli schemi delle figure 2 e 4 *a*); la scarica attraverso al tubo non avviene perciò in maniera *identica* a quella attraverso alla resistenza dell'interruttore e quindi non è *rigorosamente* esponenziale. D'altra parte, però, il confronto fra l'arco di caratteristica ed il segmento di retta che passa per i punti $P_1 P_o$ indica che lo scostamento dalla linearità non è notevole e quindi non si commette un grande errore se, in prima approssimazione, si ammette — per quanto riguarda le variazioni di tensione δv_a e di corrente δi_a che si hanno durante la scarica — che il tubo si comporti come un conduttore ohmico di resistenza r pari all'inverso del coefficiente angolare della retta $P_1 P_o$ (9). La scarica si supporrà quindi esponenziale e la costante di tempo sarà calcolabile con la formula (12) del n. 3:

$$(3) \qquad T_2 = CR' = CR\,r/(R+r) \ ,$$

assumendo per r il sopradetto valore, che, con riferimento alla figura 11, risulta:

$$(4) \qquad r = \frac{V_{a1} - V_{ao}}{I_{a1} - I_{ao}} = \frac{E}{I_{a1} - I_{ao}} \ .$$

Nel solito esempio (a cui si riferisce la figura 11) il numeratore ed il denominatore della (4) hanno i valori $E = 70$ V, $I_{a1} - I_{ao} \cong 6{,}3$ mA e perciò risulta $r \cong 11$ kΩ; sostituendo tale valore nella formula (3) con $C = 2000$ pF ed $R = 300$ kΩ, si ottiene per la costante di tempo di scarica il valore $T_2 \cong 21$ μsec. Il diagramma della tensione a dente di sega, quotato coi valori trovati, risulta quello indicato nella figura 12.

Gli stessi criteri che ci hanno guidato nello studio ora svolto saranno seguiti anche per gli altri circuiti destinati alla formazione dei segnali di servizio che vedremo in seguito; in essi, perciò, considereremo il tubo come un interruttore affetto da resistenza, ricavandone però le condi-

(9) - La resistenza r è una *resistenza differenziale* e viene a coincidere con la resistenza differenziale anodica del tubo in un punto di funzionamento intermedio fra P_1 e P_o.

zioni di funzionamento dalle caratteristiche. In particolare, nel computo della costante di tempo nel transitorio in cui il tubo conduce (*transitorio di chiusura dell'interruttore*), il tubo stesso sarà sostituito dalla resistenza r (che diremo *resistenza differenziale equivalente* del tubo), determinata sulla caratteristica di funzionamento coi criteri visti dianzi.

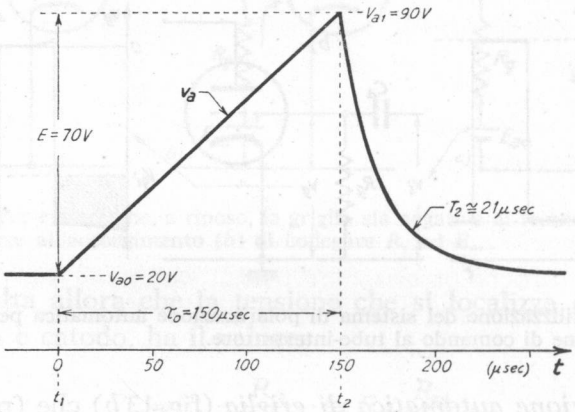


Fig. 12 — Diagramma quotato della tensione a dente di sega che si ha nel circuito di figura 9.

La scelta del tubo da usarsi quale interruttore dipende dalle prestazioni che esso deve svolgere: in particolare dal valore della resistenza differenziale equivalente che esso deve offrire nel transitorio in cui il tubo passa a condurre ([10]). Così, nel caso del formatore di segnali a dente di sega considerato, se si desiderasse (a parità di CR) una discesa più rapida di quella che si ha nell'esempio della figura 12, occorrerebbe usare un tubo con r minore ([11]). Una diminuzione di r si ha anche dando alla griglia del tubo una tensione di riposo positiva.

La tensione rettangolare applicata alla griglia, che porta il tubo deci-

---

([10]) - Tubi molto usati per la formazione di segnali a scatto sono i doppi triodi *12AU7*, *12AT7*, *12AX7* (con resistenze differenziali progressivamente crescenti) di tipo americano od i corrispondenti di tipo europeo *ECC82*, *ECC81*, *ECC83*. Il doppio triodo *6SN7* (del vecchio tipo non miniaturizzato) ha caratteristiche simili al tubo *12AU7*. Altri tubi di caratteristiche analoghe, adatti a funzionare con segnali a scatto rapidissimi, sono i doppi triodi *5963* e *5965*.

([11]) - Ad es., col tubo *12AU7* (di cui nella fig. 17, n. 5, sono riportate le caratteristiche) si otterrebbe quasi un dimezzamento di r. Analoga situazione si ha usando due triodi in parallelo, per esempio collegando le placche, le griglie ed i catodi dei due triodi facenti parte di un unico doppio triodo.

samente all'interdizione nell'intervallo di tempo desiderato (figg. 3-9), è ottenuta in vari modi: il caso più comune è che essa sia prodotta da quei *multivibratori* che studieremo nel Cap. XII. La tensione è allora generalmente periodica con l'andamento (idealizzato) indicato nella figura 13 *a*); essa è applicata alla griglia del tubo-interruttore col sistema

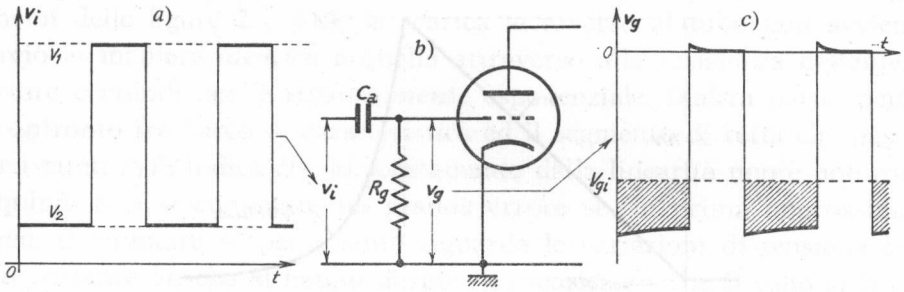


Fig. 13 — Utilizzazione del sistema di polarizzazione automatica per applicare la tensione di comando al tubo-interruttore.

della *polarizzazione automatica di griglia* (fig. 13 *b*) che (per quanto abbiamo visto nel Cap. X, n. 10) consente di *fissare a zero* le cime superiori dei segnali. L'andamento della tensione di griglia v_g risulta allora del tipo indicato nella figura 13 *c*): se l'ampiezza del segnale rettangolare e_i è sufficiente, il tubo passa certamente dallo stato di conduzione a quello di interdizione. Le piccole punte positive — legate al processo di carica del condensatore C_a (Cap. X, n. 9, fig. 30) — non costituiscono un danno nel funzionamento del tubo come interruttore perchè rendono il tubo stesso più conduttore, sia pure momentaneamente; siccome però la presenza delle punte positive rende più difficile la valutazione delle condizioni di funzionamento e del valore da assegnare ad r, prescinderemo normalmente da esse, tenendo presente il valore puramente orientativo dei calcoli.

Per un corretto funzionamento del sistema di polarizzazione automatica accorre che il valore di R_g (fig. 14 *a*) sia assai grande; accade allora che l'inevitabile debole corrente prodotta dagli elettroni che cadono sulla griglia provochi ai capi di R_g, una tensione non piccolissima che, a riposo, rende la griglia stessa negativa di fronte al catodo. Siccome a ciò corrisponde una diminuzione della conducibilità del tubo, si preferisce spesso collegare la resistenza R_g ad una tensione positiva, generalmente coincidente con la tensione di alimentazione E_{ao}, come è indicato nella figura 14 *b*). La griglia risulta allora positiva ed il com-

plesso griglia-catodo si comporta come una resistenza R_{eq}, dell'ordine di un migliaio di ohm (Cap. X, n. 4); dallo schema equivalente della fi-

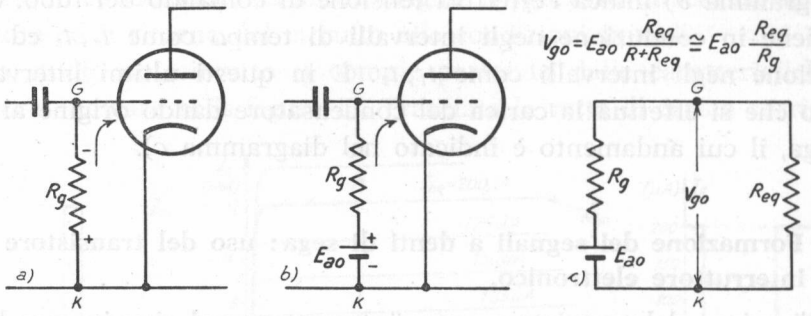


Fig. 14 — Per evitare che, a riposo, la griglia sia negativa di fronte al catodo si ricorre all'accorgimento (*b*) di collegare R_g ad E_{ao}.

gura 14 *c*) risulta allora che la tensione che si localizza ai capi di R_{eq}, cioè fra griglia e catodo, ha il valore:

$$V_{go} = E_{ao} \frac{R_{eq}}{R_g + R_{eq}} \cong E_{ao} \frac{R_{eq}}{R_g} \,. \tag{5}$$

Se R_g è dell'ordine di qualche megaohm, V_{go} è inferiore ad un millesimo della tensione applicata; così se è $E_{ao} = 300$ V, $R_g = 2$ MΩ, $R_{eq} = 1$ kΩ, risulta $V_{go} = 0{,}15$ V. Tale debole tensione positiva è senza danno sul funzionamento del tubo ed anzi garantisce una minore sua resistenza nella fase di conduzione.

Coll'introduzione del metodo di comando ora visto il formatore di

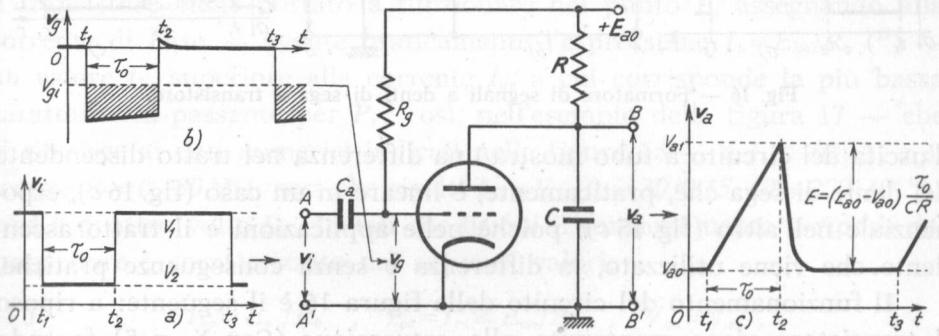


Fig. 15 — Formatore di segnali a denti di sega impiegante il metodo di comando della figura 14 *b*).

segnali a denti di sega viene ad assumere lo schema indicato nella figura 15: il suo funzionamento è chiarito dai diagrammi contenuti nella

figura stessa. Il diagramma *a*) indica la tensione d'entrata, proveniente da uno stadio precedente (amplificatore sovreccitato, multivibratore); il diagramma *b*) indica l'effettiva tensione di comando del tubo, che lo mantiene in conduzione negli intervalli di tempo come t_2, t_3 ed all'interdizione negli intervalli come t_1, t_2. È in questi ultimi intervalli di tempo che si effettua la carica del condensatore dando origine ai denti di sega, il cui andamento è indicato nel diagramma *c*).

5. — **Formazione dei segnali a denti di sega: uso del transistore come interruttore elettronico.**

L'impiego del transistore come interruttore nel circuito per la formazione dei segnali a denti di sega avviene con modalità simili a quelle viste nel paragrafo precedente per i tubi: con l'uso di transistori *n-p-n* il circuito è praticamente lo stesso di quello della figura 15. Il circuito tipico è indicato nella figura 16 dove sono pure riportati il segnale di comando ed il segnale d'uscita: il confronto di quest'ultimo col segnale

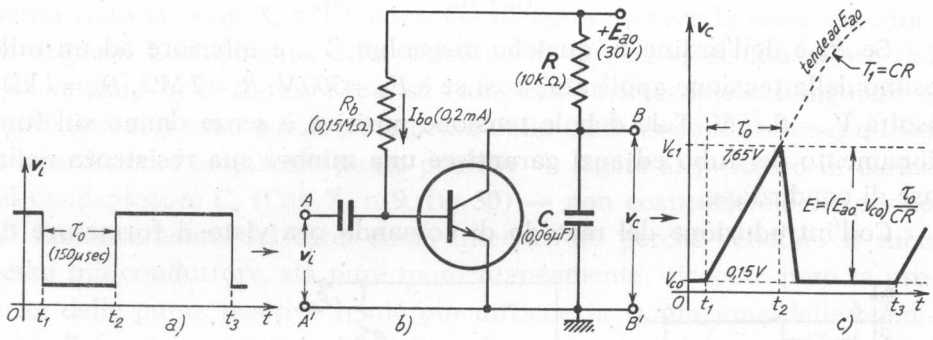


Fig. 16 — Formatore di segnali a denti di sega a transistore.

d'uscita del circuito a tubo mostra una differenza nel tratto discendente del dente di sega che, praticamente, è lineare in un caso (fig. 16 *c*), esponenziale nell'altro (fig. 15 *c*); poichè nelle applicazioni è il tratto ascendente che viene utilizzato, la differenza è senza conseguenze pratiche.

Il funzionamento del circuito della figura 16 è il seguente: a riposo il transistore viene mantenuto alla *saturazione* (Cap. X, n. 5) facendo scorrere nella base una conveniente corrente di polarizzazione I_{bo}; alla base è poi applicato — tramite un condensatore — il segnale rettangolare di comando v_i (fig. 16 *a*), capace di portare il transistore all'interdizione negli intervalli di tempo come t_1, t_2. In tali intervalli di tempo

ha luogo il processo di carica della capacità C attraverso R, che ha poi termine negli istanti, come t_2, in cui il transistore viene bruscamente riportato in conduzione; ha allora origine il processo di scarica del condensatore ed il ritorno del circuito alle condizioni iniziali.

Lo studio del circuito si compie partendo dalle caratteristiche di collettore, indicate nella figura 17. Tracciata la retta di carico corrispon-

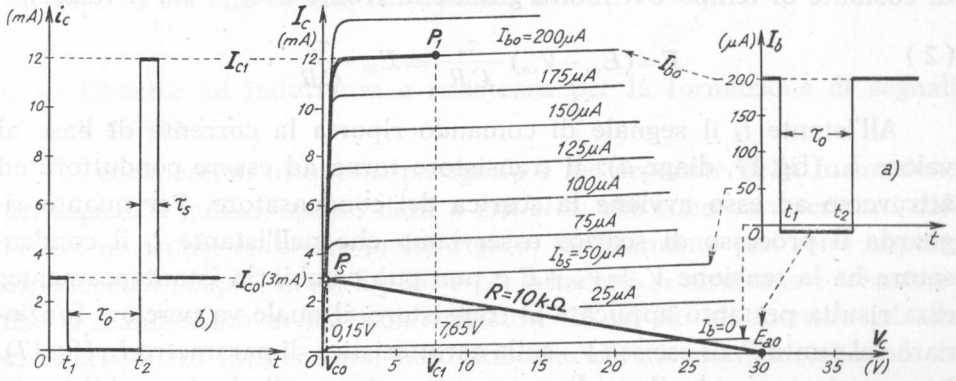


Fig. 17 — Studio per mezzo delle caratteristiche del formatore di segnali a denti di sega (i valori numerici si riferiscono a quelli del circuito di figura 16).

dente ad R e ad E_{ao}, si individua immediatamente il punto P_s a cui corrisponde la condizione di saturazione: la tensione corrispondente V_{cs} (*tensione di saturazione*) è normalmente una frazione di volt, tipicamente $0{,}3 \div 0{,}15$ V (come è indicato in figura); la corrente di saturazione I_{cs} ha valore così vicino ad E_{ao}/R_c da potersi confondere con esso. A riposo il transistore viene portato a funzionare nel punto P_s assegnando alla corrente di base — avente praticamente l'espressione $I_b = E_{ao}/R_b$ ([12]) — un valore I_{bo} superiore alla corrente I_{bs} a cui corrisponde la più bassa caratteristica passante per P_s; così, nell'esempio della figura 17 — che si riferisce ai dati numerici indicati nella figura 16 — è $I_{bs} \cong 50$ μA, e si sceglie $R_b = 0{,}150$ MΩ, così che risulti $I_{bo} = E_{ao}/R_b = 30/0{,}15 \cdot 10^6 = 200 \cdot 10^{-6}$ A, pari a quattro volte I_{bs}. In tali condizioni il funzionamento a riposo del transistore è caratterizzato dai seguenti valori:

$$(1) \qquad I_{bo} = E_{ao}/R_b \quad , \quad I_{co} = I_{cs} \cong E_{ao}/R_c \quad , \quad V_{co} = V_{cs} \ ,$$

ed il condensatore è carico alla tensione V_{co}, per cui si ha $v_c = V_{co}$.

([12]) - Detta V_b la differenza di potenziale fra base ed emettitore si ha manifestamente $I_b = (E_{ao} - V_b)/R_b$; ma V_b è sempre molto piccola di fronte ad E_{ao}, per cui non si commette apprezzabile errore trascurandola e scrivendo $I_b \cong E_{ao}/R_b$.

All'istante t_1 il segnale applicato alla base (fig. 16 *a*) fa sì che la corrente di base si annulli e si inverta (fig. 17, diagr. *a*), portando il transistore all'interdizione. Inizia il processo di carica del condensatore e la sua tensione v_c, partendo dal valore V_{co}, sale e raggiunge all'istante $t_2 = t_1 + \tau_o$ il valore V_{c1} (fig. 17 *c*); in analogia con quanto si è fatto per il circuito a tubo (n. 4), si può scrivere $V_{c1} = V_{co} + E$, dove E — nell'ipotesi di costante di tempo CR molto grande di fronte a τ_o — ha il valore:

$$(2) \qquad E = (E_{ao} - V_{co}) \frac{\tau_o}{CR} \cong E_{ao} \frac{\tau_o}{CR} .$$

All'istante t_2 il segnale di comando riporta la corrente di base al valore I_{bo} (fig. 17, diagr. *a*): il transistore torna ad essere conduttore ed attraverso ad esso avviene la scarica del condensatore. Per quanto riguarda il processo di scarica osserviamo che nell'istante t_2 il condensatore ha la tensione $V_{c1} = V_{co} + E$ e non può cambiarla istantaneamente; essa risulta pertanto applicata al transistore, il quale va perciò a funzionare nel punto P_1 di ascissa V_{c1} sulla caratteristica di parametro I_{bo} (fig. 17). Di mano in mano che il condensatore si scarica, v_c diminuisce ed il punto funzionamento si muove verso sinistra, percorrendo il tratto a segno grosso della caratteristica di parametro I_{bo}, fino a raggiungere il punto di riposo P_s: corrispondentemente la corrente di collettore varia, a partire dal valore I_{c1} relativo a V_{c1}, nel modo indicato nel diagramma *b*) della figura 17. La scarica avviene dunque *con corrente approssimativamente costante* di valore I_{c1}: la tensione del condensatore scende allora *in maniera praticamente lineare* [13] da V_{c1} a V_{co} in un tempo $\tau_s = EC/I_{c1}$, che può essere reso assai piccolo rendendo I_{c1} abbastanza grande con un'opportuna scelta della corrente di polarizzazione di base I_{bo} [14]. Nel-

---

[13] - Se una capacità C si scarica con corrente costante I_{c1}, la variazione di carica ΔQ avviene nella misura costante di I_{c1} coulomb al secondo; essa è quindi legata al tempo Δt dalla legge $\Delta Q = I_{c1} \Delta t$. La corrispondente variazione di tensione $\Delta V = \Delta Q/C$ sarà quindi proporzionale al tempo, seguendo la legge $\Delta V = I_{c1} \Delta t/C$. Indicando con τ_s il tempo impiegato per passare da V_{c1} a V_{co} si avrà $V_{c1} - V_{co} = I_{c1} \tau_s/C$, da cui si ricava $\tau_s = C(V_{c1} - V_{co})/I_{c1} = EC/I_{c1}$.

[14] - Essendo, per la (2), $E \cong E_{ao} \tau_o/RC$, l'espressione di τ_s si può scrivere:

$$\tau_s = \frac{EC}{I_{c1}} = \frac{E_{ao}}{R} \frac{\tau_o}{I_{c1}} .$$

Ma, per la (1), è approssimativamente $E_{ao}/R = I_{co}$, per cui la precedente può scriversi:

$$\tau_s \cong \tau_o \, I_{co}/I_{c1} ;$$

poichè i due valori delle correnti di collettore stanno praticamente nello stesso rapporto delle corrispondenti correnti di base, la formula diviene $\tau_s \cong \tau_o \, I_{bs}/I_{bo}$. Ciò mostra la necessità, per ottenere una rapida scarica, di fare in modo che I_{bo} sia assai più grande di I_{bs}.

l'esempio considerato nelle figure 16 e 17 è $E=7{,}5\,\mathrm{V}$, $C=6\cdot10^{-8}\,\mathrm{F}$, $I_{cl}\cong 12\cdot10^{-3}\,\mathrm{A}$ per cui risulta $\tau_s\cong 40\,\mu\mathrm{sec}$, pari ad un quarto di τ_o.

Se al posto del transistore *n-p-n* si usa un transistore *p-n-p* la tensione di alimentazione deve essere invertita e ciò comporta il cambiamento di segno della tensione di carica del condensatore: *si ottengono in tal modo segnali a denti di sega negativi*, il che offre un'interessante variante di ciò che accade nel circuito a tubi.

6. — Circuito ad induttanza e resistenza per la formazione di segnali a guizzo.

Ci occuperemo in questo paragrafo e nel seguente della formazione dei segnali a guizzo, spesso detti *a grilletto*, che sono caratterizzati dall'avere un fronte anteriore molto ripido; teoricamente essi sono impulsi esponenziali (Cap. I, n. 12, fig. 25) e per ottenerli si sfruttano i transitori che si manifestano in particolari circuiti *RL* ed *RC* all'apertura ed alla chiusura di un interruttore, naturalmente attuato con un tubo od un transistore.

Il circuito *RL* prototipo per la formazione dei segnali a guizzo è indicato nella figura 18 *a*) a cui corrisponde lo schema reale *b*) della stessa

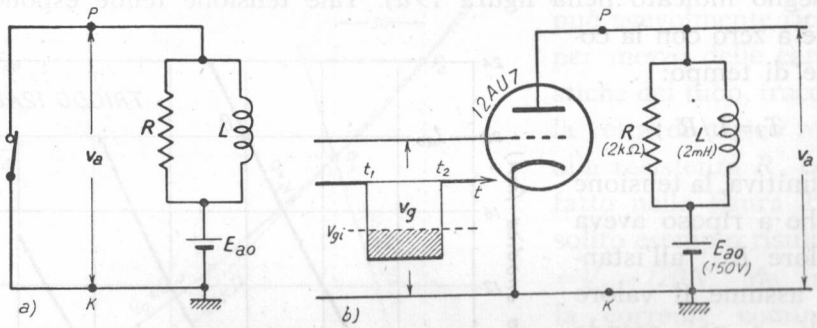


Fig. 18 — Circuito *RL* prototipo per la formazione di segnali a guizzo e corrispondente schema reale a tubo.

figura attuato con un tubo. Consideriamo direttamente quest'ultimo e supponiamo che la tensione di griglia abbia l'andamento indicato in figura: il tubo è normalmente in conduzione (con $V_g=0$) e passa all'interdizione nell'intervallo $t_1\,t_2$ nel quale la tensione di griglia ha valore inferiore alla tensione d'interdizione.

Prima dell'istante t_1 il circuito è a riposo e l'induttanza si comporta come un cortocircuito; circola pertanto in essa e nel tubo la corrente I_{ao}

(determinabile sulle caratteristiche del tubo) che compete al valore E_{ao} della tensione anodica. Nell'istante t_1 il tubo viene portato all'interdizione e passa *istantaneamente* a comportarsi come un circuito aperto (fig. 19 *a*); poichè la corrente nella induttanza non può cessare o cam-

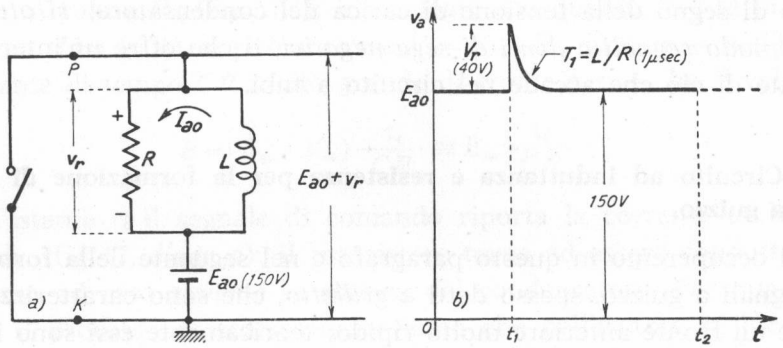


Fig. 19 — Schema equivalente del formatore d'impulsi quando il tubo è all'interdizione. Nascita dell'impulso positivo.

biare istantaneamente, essa si riversa nella resistenza R creando ai suoi capi una tensione:

$$(1) \qquad V_r = R\, I_{ao} \ ,$$

col segno indicato nella figura 19 *a*). Tale tensione tende esponenzialmente a zero con la costante di tempo:

$$(2) \qquad T_1 = L/R \ ;$$

in definitiva, la tensione v_a, che a riposo aveva il valore E_{ao}, all'istante t_1 assume il valore $E_{ao}+V_r$ e poi scende nuovamente al valore E_{ao} con la costante di tempo T_1. Se la costante di tempo è assai piccola la tensione v_a presenta un rapido guizzo positivo (impulso esponenziale) che ha la voluta caratteristica di avere il fronte iniziale teoricamente verticale: l'an-

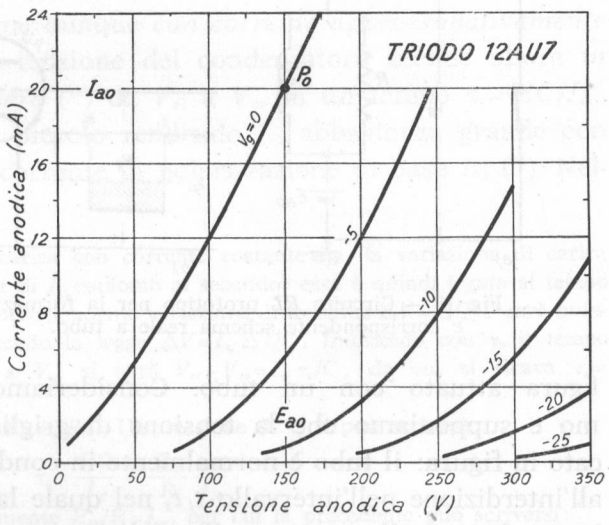


Fig. 20 — Caratteristiche anodiche del triodo *12AU7*.

damento di v_a è indicato nella figura 19 *b*) e si riferisce all'esempio relativo ai dati contenuti nella figura 18 *b*). Col tubo *12AU7*, se la tensione di alimentazione è $E_{ao}=150$ V, risulta (fig. 20) $I_{ao}=20$ mA; essendo $R=2$ kΩ, si ha allora $V_r=R\,I_{ao}=40$ V. La costante di tempo della discesa dell'impulso ha, poi, il valore $T_1=L/R=2\cdot 10^{-3}/2\cdot 10^{3}=10^{-6}$ sec.

Finito il guizzo, la tensione v_a ha nuovamente il valore E_{ao}: mentre il circuito è in queste condizioni, all'istante t_2 (fig. 18) la tensione di griglia torna bruscamente a zero. Il tubo diviene allora conduttore, ma la corrente non può passare immediatamente attraverso l'induttanza, la quale così viene a comportarsi come un circuito aperto; nel momento in cui v_g passa dall'interdizione a zero, la situazione è pertanto quella indicata nella figura 21. Il valore di v_a in queste condizioni può agevolmente ricavarsi per mezzo delle caratteristiche del tubo, tracciando la retta di carico relativa alla resistenza R, come è fatto nella figura 22: nel solito esempio risulta $v_a=V_{a1}=120$ V. Ma intanto la corrente comincia a passare attraverso all'induttanza e si porta rapidamente al valore di riposo I_{ao}, corrispondentemente al fatto che l'induttanza finisce per comportarsi come un cortocircuito; in definitiva, v_a dal valore E_{ao} (che aveva prima di t_2) scatta, all'istante t_2, al valore V_{a1} e poi risale al valore E_{ao}.

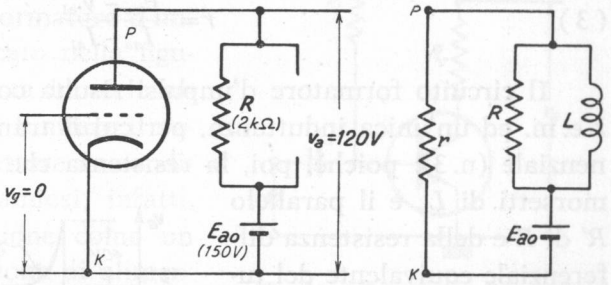


Fig. 21 — Schemi equivalenti utili per il calcolo del transitorio che segue l'istante t_2 (*transitorio di chiusura*).

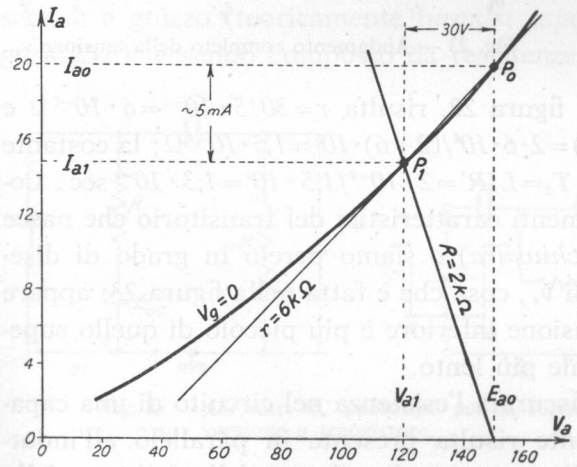


Fig. 22 — Determinazione di V_{a1} e della resistenza differenziale r.

Durante il transitorio, la zona della caratteristica anodica interessata

è l'arco $P_0 P_1$ della figura 22 che, in prima approssimazione, può confondersi col segmento di retta che passa per i due punti; di fronte alle variazioni di tensione e di corrente che si hanno nel transitorio di chiusura, il tubo si può allora assimilare ad una resistenza r (resistenza differenziale equivalente) avente il valore (fig. 22):

$$(3) \qquad r = \frac{E_{ao} - V_{a1}}{I_{ao} - I_{a1}} .$$

Il circuito formatore d'impulsi risulta costituito da resistenze, una f. e. m. ed un'unica induttanza, per cui il transitorio è certamente esponenziale (n. 3); poichè, poi, la resistenza che il circuito offre, visto dai morsetti di L, è il parallelo R' di R e della resistenza differenziale equivalente del tubo r (fig. 21), la costante di tempo del transitorio esponenziale risulta:

$$(4) \qquad T_2 = L/R' = L(R+r)/Rr ;$$

essa è maggiore di T_1 perchè R' è certamente minore di R. Nel solito esempio, a cui si riferisce la costruzione della figura 22, risulta $r = 30/5 \cdot 10^{-3} = 6 \cdot 10^{-6}\ \Omega$ e di conseguenza $R' = Rr/(R+r) = 2 \cdot 6 \cdot 10^6/(2+6) \cdot 10^3 = 1{,}5 \cdot 10^{-3}\ \Omega$; la costante di tempo ha allora il valore $T_2 = L/R' = 2 \cdot 10^{-3}/1{,}5 \cdot 10^3 = 1{,}3 \cdot 10^{-6}$ sec. Conosciamo in tal modo gli elementi caratteristici del transitorio che nasce all'istante t_2 (*transitorio di chiusura*) e siamo perciò in grado di disegnare l'andamento generale di v_a, cosa che è fatta nella figura 23; appare da questa che il guizzo di tensione inferiore è più piccolo di quello superiore ed ha il lato esponenziale più lento.

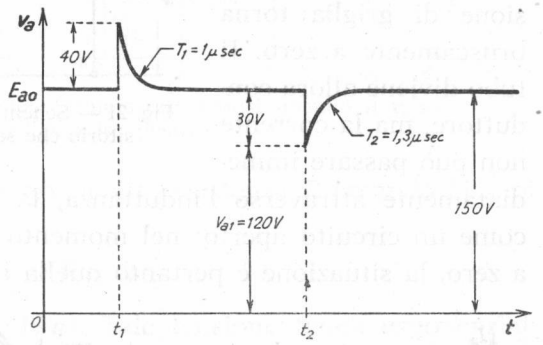


Fig. 23 — Andamento completo della tensione v_a.

Nei ragionamenti si è trascurata l'esistenza nel circuito di una capacità che invece inevitabilmente risulta presente in parallelo all'induttanza: essa è la somma delle capacità distribuita della bobina, della capacità d'uscita del tubo e della capacità verso massa dei collegamenti. L'insieme di L e di questa capacità forma un circuito oscillatorio, di per sè atto a produrre oscillazioni libere ad ogni transitorio; ma la presenza di R (che si dice spesso *resistenza di smorzamento*) in parallelo ad L, se sufficientemente piccola come nell'esempio considerato,

fa sì che le oscillazioni non abbiano luogo o si smorzino sul nascere ([15]).

Un circuito che ha comportamento molto simile a quello finora studiato si ottiene impiegando come interruttore un transistore fatto passare dalla condizione di saturazione a quella di interdizione e viceversa. Lo schema del formatore d'impulsi a transistore è indicato nella figura 24: la resistenza R_c posta in serie all'induttanza ha lo scopo di limitare il valore della corrente di collettore in condizioni di riposo. Comportandosi, infatti, l'induttore in tale condizione come un cortocircuito, l'intera tensione di alimentazione risulterebbe applicata al transistore, fortemente polarizzato, rischiando di danneggiarlo.

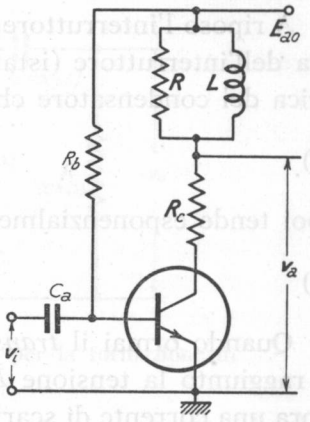


Fig. 24 — Formatore di segnali a guizzo ad induttanza attuato con transistore.

7. — **Circuito a capacità e resistenza per la formazione di segnali a guizzo.**

Il circuito prototipo a capacità e resistenza per la formazione di segnali a guizzo (teoricamente *impulsi esponenziali*) è indicato nella figura 25 *a*): essendo composto da resistenze, una f. e. m. continua ed un

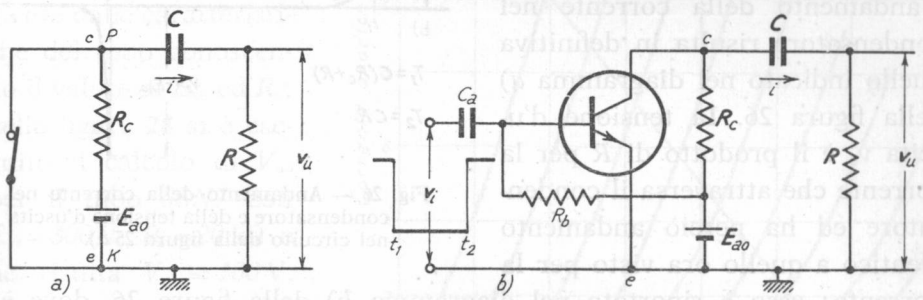


Fig. 25 — Circuito *RC* prototipo per la formazione di segnali a guizzo e sua versione a transistore.

([15]) - In alcuni casi, peraltro, si permette all'oscillazione di nascere, sostituendo alla resistenza di smorzamento un diodo (di solito a cristallo), così disposto da comportarsi (ad esempio) come un circuito aperto per le semionde positive dell'oscillazione e come una resistenza molto piccola per quelle negative. Poichè il diodo smorza già efficamente la prima semionda negativa, l'oscillazione si riduce praticamente alla sola prima semionda positiva. Se la frequenza dell'oscillazione è molto alta, tale semionda costituisce uno stretto guizzo di tensione, che può essere anche molto alto con una conveniente scelta degli elementi circuitali.

solo condensatore, i transitori che si hanno all'apertura ed alla chiusura dell'interruttore sono certamente esponenziali (n. 3).

A riposo l'interruttore è chiuso ed il condensatore è scarico; all'apertura dell'interruttore (istante t_1) si ha immediatamente una corrente di carica del condensatore che all'inizio ha il valore:

$$(1) \qquad I_1 = E_{ao}/(R_c + R) \ ,$$

e poi tende esponenzialmente a zero con la costante di tempo:

$$(2) \qquad T_1 = C(R_c + R) \ .$$

Quando ormai il *transitorio di apertura* è finito ed il condensatore ha raggiunto la tensione E_{ao}, l'interruttore si chiude (istante t_2); nasce allora una corrente di scarica, con verso opposto a quello di carica, che inizialmente ha il valore:

$$(3) \qquad I_2 = -E_{ao}/R \ ,$$

e poi tende a zero esponenzialmente con la costante di tempo:

$$(4) \qquad T_2 = CR \ .$$

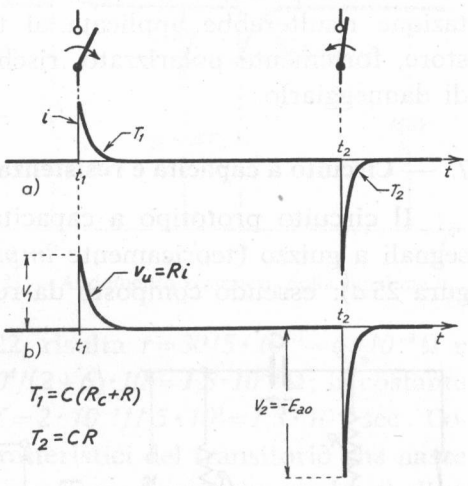


Fig. 26 — Andamento della corrente nel condensatore e della tensione d'uscita nel circuito della figura 25 *a*).

L'andamento della corrente nel condensatore risulta in definitiva quello indicato nel diagramma *a*) della figura 26. La tensione d'uscita v_u è il prodotto di R per la corrente che attraversa il condensatore ed ha perciò andamento identico a quello ora visto per la corrente; esso è riportato nel diagramma *b*) della figura 26, dove è:

$$(5) \qquad V_1 = I_1 R = E_{ao} R/(R_c + R) \quad , \quad V_2 = -E_{ao} \ .$$

Se le costanti di tempo sono sufficientemente piccole (dell'ordine di qualche microsecondo o meno) la tensione d'uscita ha il voluto carattere a guizzi; ripetendo, poi, a intervalli periodici l'apertura e la chiusura dell'interruttore, la tensione d'uscita risulta una successione periodica di guizzi alternativamente positivi e negativi.

La sostituzione dell'interruttore con un transistore (fig. 25 *b*) o con un tubo elettronico (fig. 27) modifica solo quantitativamente l'andamento

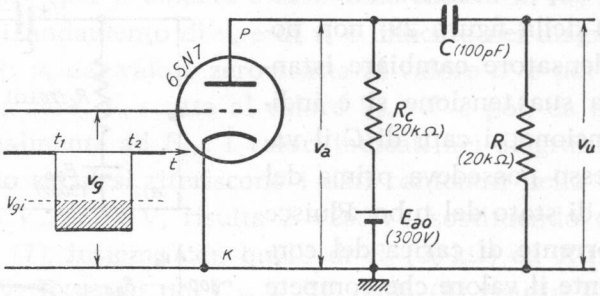


Fig. 27 — Schema del circuito ad *RC* a triodo per la formazione di segnali a guizzo.

del segnale d'uscita, che rimane qualitativamente il medesimo di quello della figura 26 *b*). Nel circuito della figura 27 a riposo la tensione fra *P* e *K* non è nulla (come accadeva nel caso precedente), ma ha il valore V_{ao} che compete alla tensione anodica del tubo per $v_g = 0$ e che può ricavarsi agevolmente dalle caratteristiche del tubo conoscendo il valore di E_{ao} ed R_c; nella figura 28 si è eseguito il calcolo di V_{ao} per il tubo *6SN7* con $E_{ao} = 300$ V, $R_c = 20$ kΩ e ne risulta $V_{ao} \cong 100$ V. La tensione ai capi del condensatore (che si è caricato in un tempo precedente alle nostre considerazioni) ha pure il valore V_{ao} mentre la corrente è nulla; la tensione v_u è nulla perchè in R non passa alcuna corrente.

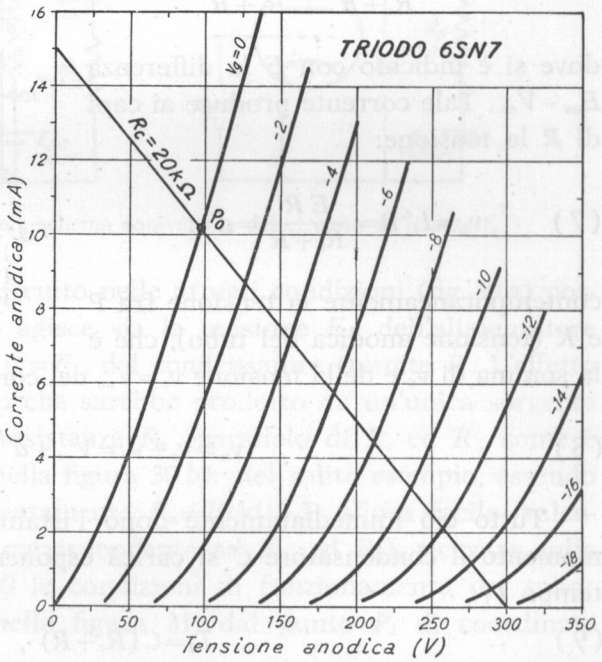


Fig. 28 — Determinazione delle condizioni di riposo sulle caratteristiche del triodo *6SN7*.

Essendo in queste condizioni, all'istante t_1 il tubo passa bruscamente all'interdizione, per cui il circuito assume improvvisamente la configurazione *a*) della figura 29; non potendo il condensatore cambiare istantaneamente la sua tensione si è indicato come tensione ai capi di C il valore V_{ao} che esso possedeva prima del cambiamento di stato del tubo. Fluisce allora una corrente di carica del condensatore avente il valore che compete alla differenza di potenziale $E_{ao} - V_{ao}$ complessivamente presente nel circuito; essa ha per ciò il valore ([16]):

$$(6) \qquad I_1' = \frac{E_{ao} - V_{ao}}{R_c + R} = \frac{E}{R_c + R} ,$$

dove si è indicato con E la differenza $E_{ao} - V_{ao}$. Tale corrente produce ai capi di R la tensione:

$$(7) \qquad v_u = I_1' R = \frac{E R}{R_c + R} = d' ;$$

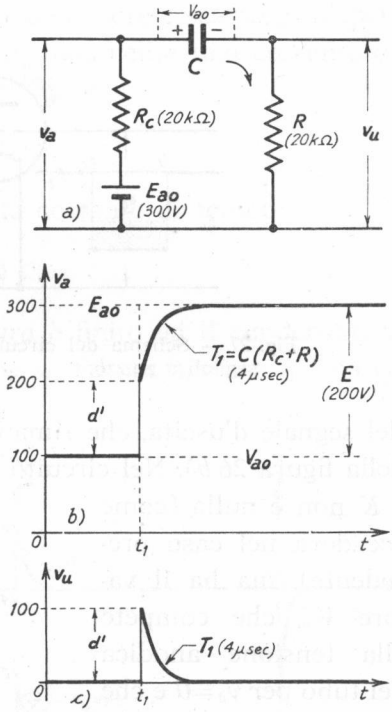


Fig. 29 — *a*) Situazione del circuito all'istante t_1 in cui il tubo passa all'interdizione; *b*, *c*) andamento di v_a e v_u nel transitorio di apertura.

contemporaneamente la tensione fra P e K (tensione anodica del tubo), che è la somma di v_u e della tensione $v_c = V_{ao}$ del condensatore ([17]), ha il valore:

$$(8) \qquad v_a = v_c + v_u = V_{ao} + d' .$$

Tutto ciò immediatamente dopo l'istante t_1; a partire da questo momento il condensatore C si carica esponenzialmente con costante di tempo T_1:

$$(9) \qquad T_1 = C(R_c + R) ,$$

I_1' differisce dalla corrente I_1 che aveva nel circuito prototipo (form. 1) perchè ...ione di riposo fra P e K era zero invece che V_{ao}.

...ebbe al medesimo risultato considerando $v_a = E_{ao} - R_c I_1'$.

e la sua tensione raggiunge il valore E_{ao}. Con la medesima legge esponenziale tendono a zero la corrente nel circuito e la tensione ai capi di R, v_u, mentre (per il tendere a zero della caduta in R_c) la tensione v_a tende ad E_{ao}. L'andamento di v_u e di v_a è indicato nei diagrammi *b*) e *c*) della figura 29: v_u dal valore zero scatta al valore d' e poi ritorna esponenzialmente a zero; v_a scatta al valore $V_{ao}+d'$ e poi, da questo valore, sale esponenzialmente ad E_{ao}. I valori indicati nei diagrammi sono relativi all'esempio a cui si riferiscono i dati contenuti nella figura 27: essendo (fig. 28) $V_{ao} \cong 100$ V, risulta $E=200$ V; sostituendo questo valore nella formula (7), insieme con quelli di R_c (20 kΩ) ed R (20 kΩ), si ottiene $d'=100$ V. Essendo poi $C=10^{-10}$ F dalla (9) risulta $T_1=4$ μsec.

Quando ormai il *transitorio di apertura* è finito ed il condensatore ha raggiunto la tensione E_{ao}, il tubo passa a condurre (istante t_2); rie-

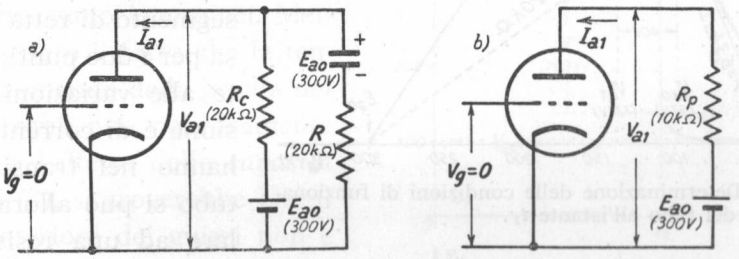


Fig. 30 — Schema effettivo e schema equivalente del circuito all'istante t_2.

saminando lo schema del circuito nelle attuali condizioni (fig. 30 *a*) possiamo notare che sul tubo agisce sia la tensione E_{ao} dell'alimentatore tramite R_c, sia la tensione $v_c=E_{ao}$ del condensatore tramite R. L'effetto sul tubo è quello medesimo che sarebbe prodotto da un'unica sorgente di f. e. m. E_{ao} tramite una resistenza R_p, parallelo di R_c ed R, come è schematicamente indicato nella figura 30 *b*): nel solito esempio, essendo $R_c=R=20$ kΩ risulta manifestamente $R_p=10$ kΩ. È allora facile, valendosi della retta di carico (corrispondente ad E_{ao} ed R_p), ricavare sulla caratteristica anodica $V_g=0$ le condizioni di funzionamento del tubo: esse sono rappresentate, nella figura 31, dal punto P_1 di coordinate V_{a1} (137 V) ed I_{a1} (16,4 mA).

V_{a1} è dunque la tensione a cui si porta la placca del tubo all'istante t_2, subendo una diminuzione istantanea $d''=E_{ao}-V_{a1}$ ($=300-137=163$ V) dal valore E_{ao} che essa aveva prima di t_2; la stessa variazione è subìta (tramite C, la cui tensione non può variare istantaneamente) da v_u, che

scatta istantaneamente dal valore zero al valore $-d''\,(=-163\,\text{V})$. Immediatamente dopo t_2 si ha dunque:

$$(10)\qquad v_c=E_{ao}\ ,\quad v_a=V_{a1}=E_{ao}-d''\ ,\quad v_u=-d''\ ;$$

a partire dall'istante t_2 inizia il processo di scarica del condensatore attraverso al tubo che porta v_c al valore di riposo V_{ao} e v_u a zero.

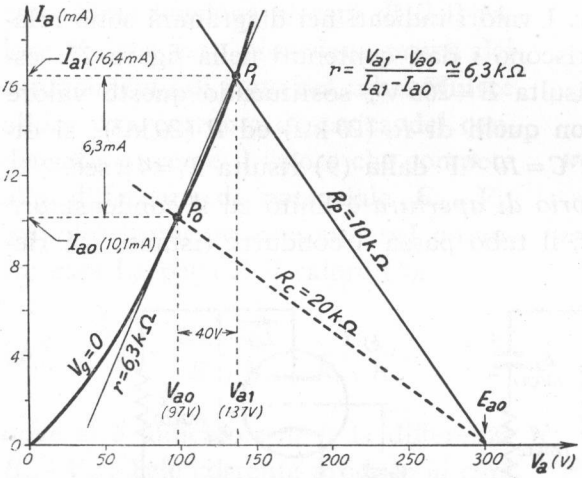


Fig. 31 — Determinazione delle condizioni di funzionamento del tubo all'istante t_2.

Durante il transitorio, la zona della caratteristica anodica interessata è l'arco P_1P_0 della figura 31 che, in prima approssimazione, può confondersi col segmento di retta che passa per i due punti; di fronte alle variazioni di tensione e di corrente che si hanno nel transitorio, il tubo si può allora assimilare ad una resistenza r (*resistenza differenziale equivalente*) di valore:

$$(11)\qquad r=\frac{V_{a1}-V_{ao}}{I_{a1}-I_{ao}}\ .$$

Il circuito formatore d'impulsi risulta costituito, allora, da resistenze, una f.e.m. continua ed un'unica capacità, per cui il transitorio è certamente esponenziale (n.3); poichè, poi, la resistenza che il circuito offre, visto dai morsetti di C, è la serie di R col parallelo di R_c ed r (fig. 32 *a*), che indicheremo con R_c', la costante di tempo risulta:

$$(12)\qquad T_2=C(R+R_c')\ .$$

Nel solito esempio (a cui si riferisce la costruzione della figura 31) risulta $r=40/6{,}3\cdot 10^{-3}\cong 6{,}3\cdot 10^3\,\Omega$ e di conseguenza $R_c'=R_c\,r/(R_c+r)=$ $=20\cdot 6{,}3\cdot 10^6/26\cdot 10^3\cong 4{,}8\cdot 10^3\,\Omega$; la costante di tempo ha pertanto il valore $T_2=10^{-10}\,(20+4{,}8)\cdot 10^3\cong 2{,}5\cdot 10^{-6}$ sec. I dati ottenuti permettono di disegnare l'andamento di v_u e v_a nel transitorio che segue t_2 (*transitorio di chiusura*), cosa che è fatta nella figura 32 *b*): v_u dal valore zero scatta

al valore $d'' = -163$ V e poi ritorna esponenzialmente a zero; v_a dal valore E_{ao} scatta al valore $E_{ao} - d'' = 137$ V e di qui scende esponenzialmente al valore di riposo V_{ao} (fig. 32 *c*).

In definitiva, la tensione anodica v_a e la tensione di uscita v_u hanno l'andamento indicato nei diagrammi *b*) e *c*) della figura 33: i fronti iniziali dei guizzi di tensione appaiono verticali come negli impulsi esponenziali teorici, ma ciò deriva unicamente dal fatto che non si è preso in considerazione l'effetto delle capacità parassite ed inoltre si è tacitamente supposto che i passaggi dallo stato di conduzione del tubo a quello di interdizione e viceversa siano istantanei. Mettendo in conto il fatto che la tensione di comando della griglia del tubo ha fronti non rigorosamente verticali e l'effetto delle *capacità parassite* ([18]), si troverebbe che il fronte anteriore dei guizzi non è più verticale ma presenta un'inclinazione, peraltro sempre più piccola di quella del fronte posteriore.

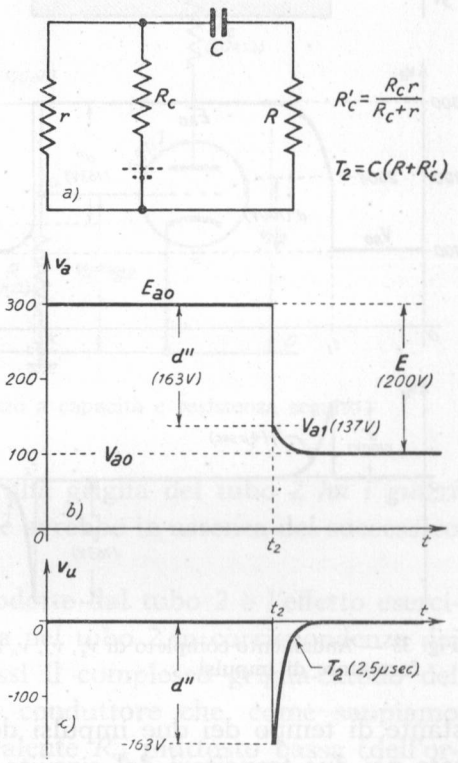


Fig. 32 — Schema equivalente del circuito agli effetti del computo della costante di tempo T_2. Andamento di v_a e v_u nel transitorio di chiusura.

I diagrammi della figura 33 si prestano ad alcune osservazioni, di cui una è la seguente: esaminando la tensione v_a si vede che essa è approssimativamente rettangolare; essa sarebbe esattamente rettangolare se non esistesse il gruppo *CR* perchè allora il circuito si ridurrebbe ad un semplice amplificatore con carico resistivo che amplifica il segnale rettangolare applicato alla griglia *cimandone* (a causa dell'interdizione: Cap. X, n. 4) la parte infe-

([18]) - Capacità d'uscita del tubo, capacità distribuita dei conduttori verso massa. Se si trattasse del circuito a transistori occorrerebbe poi anche tener conto dei ritardi interni (Vol. I, Cap. X, n. 12).

riore. Le smussature che si verificano nel tratto ascendente e nel tratto discendente di v_a sono dovute alla presenza del gruppo CR che, nei periodi transitori, costituisce un carico per l'amplificatore.

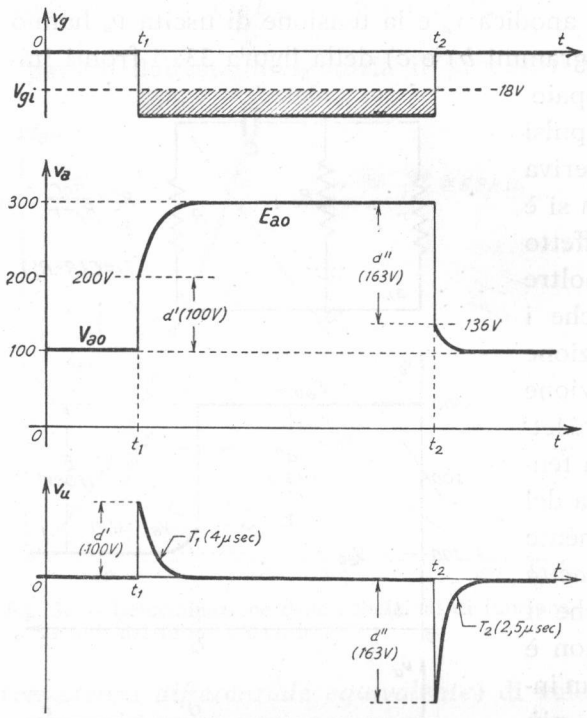


Fig. 33 — Andamento completo di v_g, v_a, v_u nel circuito formatore di impulsi.

Un'altra osservazione è la seguente: nel formatore di impulsi considerato (figg. 27 e 25 *b*) il gruppo CR può pensarsi come un *differenziatore a capacità e resistenza* del tipo studiato nel Cap. VIII (n. 3-5) a cui sia applicato il segnale praticamente rettangolare che si ha all'uscita dell'amplificatore di cui si è detto sopra. La formazione dei segnali impulsivi può così, in certo modo, ricondursi ad un processo di pseudo-derivazione di un segnale rettangolare, del tipo detto nel n. 5 del Cap. VIII: la differenza di altezza e di costante di tempo dei due impulsi deriva dalla diversa resistenza presentata nei due transitori dal circuito a monte del gruppo CR.

8. — **Formatore di segnali a guizzo a capacità e resistenza seguito da amplificatore.**

Il circuito per la formazione di segnali a guizzo che abbiamo studiato nel paragrafo precedente è spesso seguito, nelle applicazioni, da un amplificatore; nel caso del circuito a tubi lo schema è quello della figura 34 ([19]). La presenza del tubo *2* (e lo stesso avverrebbe per un tran-

([19]) - Il circuito risultante non è che una forma di accoppiamento a capacità e resistenza fra due amplificatori, ma opera in condizioni molto diverse da quelle degli ordinari amplificatori sia per i valori di C ed R, sia per il funzionamento dei tubi o transistori che qui è decisamente non lineare.

sistore) modifica però il funzionamento del circuito già studiato, per cui si impone un riesame del suo comportamento nella nuova situazione: in particolare (pur rimanendo i medesimi gli elementi del circuito) la

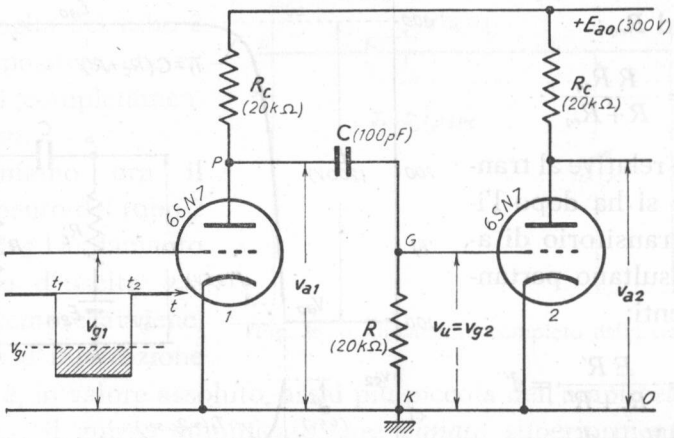


Fig. 34 — Formatore di segnali a guizzo a capacità e resistenza seguito da amplificatore.

tensione $v_u = v_{g2}$ che risulta applicata alla griglia del tubo *2* *ha i guizzi positivi più piccoli e brevi* di quelli che avrebbe in assenza del successivo amplificatore (fig. 33).

La causa delle modificazioni introdotte dal tubo *2* è l'effetto esercitato dalla corrente di griglia che si ha nel tubo *2* in corrispondenza dei guizzi positivi di v_u. Di fronte ad essi il complesso griglia-catodo del tubo *2* si comporta come un diodo conduttore che, come sappiamo (Cap. X, n. 4), ha una resistenza equivalente R_{eq} piuttosto bassa (dell'ordine del migliaio di ohm); tale resistenza, nel transitorio in cui si produce il guizzo positivo, risulta in parallelo ad R e ciò altera manifestamente il transitorio stesso.

Nel paragrafo precedente abbiamo visto che il guizzo di tensione positivo si produce nel transitorio (*transitorio di apertura*) che segue l'istante (t_1) in cui il tubo *1* passa all'interdizione ([20]); ad esso si riferivano lo schema ed i diagrammi della figura 29, oltre alle formule (7),

([20]) - Indipendentemente da quanto si è visto nel n. 7, si può osservare che quando il tubo *1* passa all'interdizione si ha un brusco aumento della sua tensione anodica; poichè la tensione del condensatore non può variare istantaneamente, la tensione $v_u = v_{g2}$ deve subire un uguale aumento e pertanto, da zero che era, diviene positiva.

(8), (9). Orbene lo stesso schema sarà ancora valido se si considera in parallelo ad R la resistenza R_{eq} (fig. 35 *a*), il che corrisponde a sostituire ad R nelle formule (7) ed (8) la resistenza R', parallelo di R ed R_{eq}:

$$(1) \qquad R' = \frac{R\,R_{eq}}{R + R_{eq}} \,.$$

Le formule relative al transitorio che si ha dopo l'istante t_1 (transitorio di apertura) risultano pertanto le seguenti:

$$(2) \qquad v_{g2} = \frac{E\,R'}{R_c + R'} = d' \,,$$

$$(3) \qquad v_{a1} = V_{ao} + d' \,,$$

$$(4) \qquad T_1 = C\,(R_c + R') \,.$$

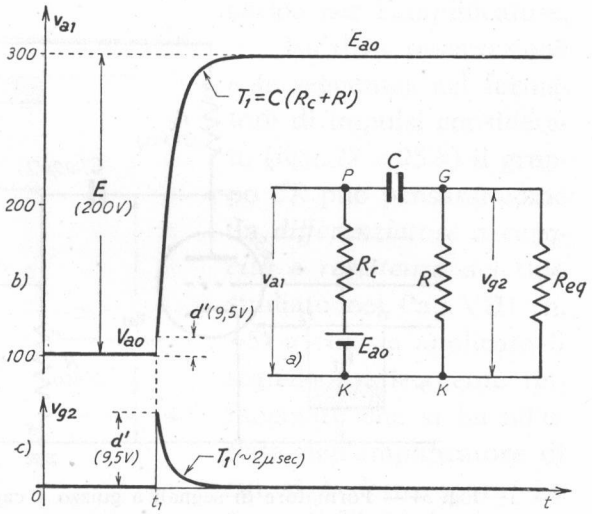


Fig. 35 — Schema equivalente del circuito nel transitorio di apertura e relativo andamento di v_{a1} e v_{g2} (la scala di v_{g2} è cinque volte quella di v_{a1}).

Se, come nell'esempio considerato finora, è $R = 20\ \text{k}\Omega$ e si assume $R_{eq} \cong 1\ \text{k}\Omega$, risulta approssimativamente $R' \cong R_{eq} \cong \cong 10^3\ \Omega$ ([21]); essendo poi $E = 200\ \text{V}$, $R_c = 20\ \text{k}\Omega$, $C = 10^{-10}\ \text{F}$, risulta:

$$(5) \qquad d' = 200 \cdot 10^3 / 21 \cdot 10^3 = 9{,}5\ \text{V} \,,$$

$$(6) \qquad T_1 = 10^{-10} \cdot 21 \cdot 10^3 = 2{,}1 \cdot 10^{-6}\ \text{sec} \,,$$

mentre in assenza del tubo 2 si era trovato $d' = 100\ \text{V}$, $T_1 = 4 \cdot 10^{-6}\ \text{sec}$. L'andamento corrispondente di v_{a1} e v_{g2} risulta quello indicato nella figura 35 *b*, *c*).

Nel transitorio che segue l'istante t_2 (*transitorio di chiusura*) ed a cui corrisponde il guizzo negativo di $v_u = v_{g2}$, il tubo 2 non esercita alcun effetto e perciò l'andamento è lo stesso che abbiamo visto nel nu-

([21]) - Essendo il valore di R_{eq} del tutto approssimato, non avrebbe significato considerare con esattezza il valore del parallelo di R ed R_{eq}. Per ottenere risultati più corretti occorrerebbe considerare nello schema della figura 35, al posto della resistenza equivalente R_{eq}, l'effettivo diodo; il calcolo andrebbe poi fatto per via grafica considerando al posto di C un generatore equivalente di f.e.m. E. Ma il perfezionamento che si otterrebbe nei risultati è così modesto da non giustificare la maggiore complicazione di studio.

mero precedente ed a cui corrispondono i diagrammi della figura 32. In definitiva l'andamento completo di v_{g2} risulta quello indicato nella figura 36: confrontato con quello di v_u nella figura 33 esso mostra con evidenza l'effetto della corrente di griglia del tubo *2* sul guizzo positivo, che risulta quasi completamente soppresso.

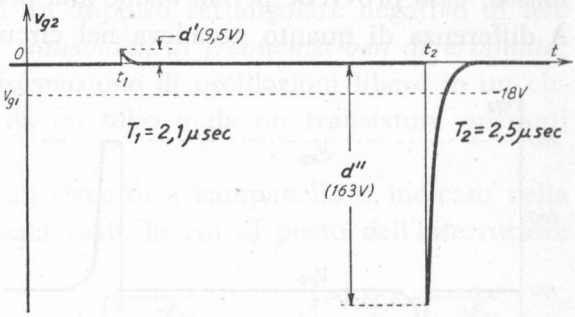


Fig. 36 — Andamento completo della tensione $v_u = v_{g2}$.

Esaminiamo ora il comportamento del tubo *2* onde dedurne l'andamento del segnale d'uscita v_{a2}. Se, come sempre avviene, la tensione d'interdizione del tubo *2* è, in valore assoluto, assai più piccola dell'ampiezza del guizzo negativo v_{g2}, il guizzo amplificato sarà *cimato* superiormente col meccanismo noto (Cap. X, n. 4, fig. 12). Il guizzo positivo, invece, risulterà normalmente amplificato; è facile ricavare l'ampiezza del guizzo amplificato se si dispone delle caratteristiche del tubo corrispondenti a valori positivi della tensione di griglia. Ciò è fatto, ad esempio, nella figura 37 nell'ipotesi che il tubo *2* sia un triodo *6SN7* e che sia $R_c = 20\,k\Omega$, $E_{ao} = 300\,V$: avendo la tensione di griglia, in corrispondenza alla cima del guizzo positivo, il valore $d' = +9,5\,V$ (fig. 36) il punto di funzionamento risulta P', a cui corrisponde la tensione anodica $V_a' \cong 12\,V$. L'andamento della tensione anodica del tubo *2* risulta pertanto quello indicato nella figura 38: dal valore di riposo V_{ao} si spicca un guizzo negativo di circa *88 V* in corrispondenza a t_1 ed un impulso pseudo-rettangolare

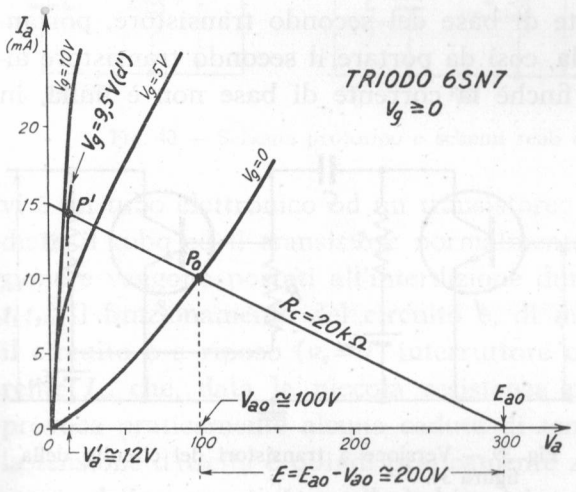


Fig. 37 — Calcolo grafico del valore di v_{a2} corrispondente alla cima positiva del segnale di griglia.

positivo di circa *200* V in corrispondenza a t_2.

Nel circuito a transistori corrispondente a quello studiato (fig. 39) la resistenza R ha un morsetto collegato all'alimentatore invece che a massa; essa provvede perciò anche alla polarizzazione del transistore *2*. A differenza di quanto accadeva nel circuito a tubi l'effetto della corrente di base del secondo transistore si fa sentire sia durante il transitorio di apertura che in quello di chiusura. Nell'ipotesi di transistori *n-p-n* entrambi in saturazione a riposo, l'impulso positivo che si ha nel transitorio di apertura trova la giunzione base-emettitore già conduttrice, per cui la resistenza R viene shuntata dalla piccola resistenza equivalente della giunzione. Quanto all'impulso negativo che si ha nel transitorio di chiusura, esso tende a diminuire la corrente di base del secondo transistore, portandola a zero e poi invertendola, così da portare il secondo transistore all'interdizione; naturalmente finchè la corrente di base non è nulla, in parallelo ad R c'è sempre la resistenza equivalente della giunzione, che esercita l'effetto shuntante come nell'impulso positivo. L'andamento della tensione di collettore del transistore *2* non è molto diverso *qualitativamente* da quello della figura 38: quantitativamente c'è però il fatto che l'impulso negativo (manifestantesi mentre il transistore è sempre in saturazione) risulta, in proporzione, molto più piccolo e che entrambe le costanti di tempo dipendono dalla resistenza equivalente della giunzione base-emettitore (non facilmente valutabile).

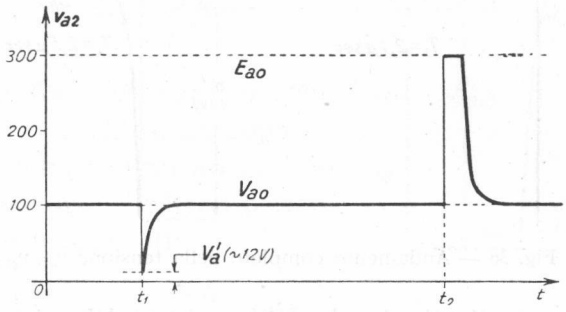


Fig. 38 — Andamento di v_{a2} corrispondente a quello di v_{g2} di figura 36.

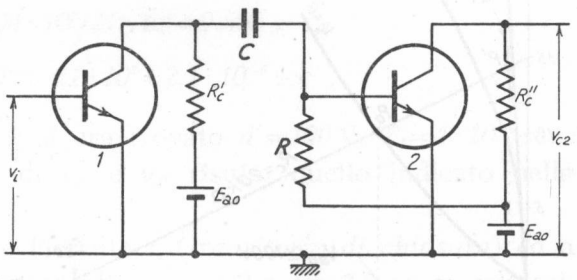


Fig. 39 — Versione a transistori del circuito della figura 34.

9. — Circuito a campanello.

Si chiama *circuito a campanello* un dispositivo (utilizzato principalmente per la taratura dell'asse dei tempi degli indicatori radar) capace di fornire, dietro comando di un impulso rettangolare negativo di tensione, *un treno di oscillazioni sinusoidali di frequenza ben determinata*; il dispositivo è basato sulla formazione di oscillazioni libere in un circuito oscillatorio, provocata da un tubo o da un transistore operanti come interruttori.

Lo schema prototipo di un circuito a campanello è indicato nella figura 40 insieme con gli schemi reali, in cui al posto dell'interruttore

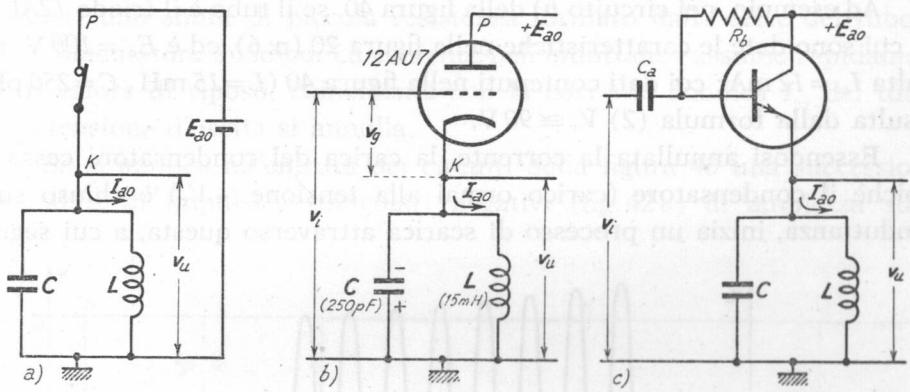


Fig. 40 — Schema prototipo e schemi reali del *circuito a campanello*.

vi è un tubo elettronico od un transistore: come nei circuiti finora studiati, il tubo ed il transistore normalmente sono nello stato di conduzione e vengono portati all'interdizione durante un intervallo di tempo $t_1 t_2$. Il funzionamento del circuito è, di massima, il seguente: quando il circuito è a riposo ($v_g = 0$, interruttore chiuso) circola in L una corrente I_{ao} che, data la piccola resistenza posseduta dalla bobina, non provoca praticamente alcuna caduta di tensione ai suoi capi; a riposo la tensione d'uscita è quindi praticamente zero. In conseguenza del passaggio della corrente I_{ao}, nella bobina è immagazzinata un'energia $LI_{ao}^2/2$, mentre il condensatore è scarico.

Ad un certo istante t_1 è applicata all'entrata del tubo o del transistore una tensione di comando negativa tale da portarlo improvvisamente all'interdizione (interruttore aperto): poichè la corrente nell'induttanza non può annullarsi nè cambiare istantaneamente, essa si riversa

nella capacità caricandola col segno indicato nella figura 40 ([22]). Di mano in mano che la tensione del condensatore cresce in valore assoluto, la corrente diminuisce, finchè ad un certo momento la corrente si è definitivamente annullata e tutta l'energia $L I_{ao}^2/2$ si è trasformata in energia elettrostatica; poichè questa ha il valore $C V_c^2/2$, dall'eguaglianza:

$$(1) \qquad \frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} L I_{ao}^2 ,$$

se ne può dedurre il valore della tensione raggiunto dal condensatore:

$$(2) \qquad V_c = I_{ao} \sqrt{L/C} .$$

Ad esempio, nel circuito *b*) della figura 40, se il tubo è il triodo *12AU7*, di cui sono date le caratteristiche nella figura 20 (n. 6), ed è $E_{ao} = 100$ V, risulta $I_{ao} = 12$ mA; coi dati contenuti nella figura 40 ($L = 15$ mH, $C = 250$ pF) risulta dalla formula (2) $V_c \cong 90$ V.

Essendosi annullata la corrente, la carica del condensatore cessa e poichè il condensatore (carico ormai alla tensione $-V_c$) è chiuso sull'induttanza, inizia un processo di scarica attraverso questa, a cui segue

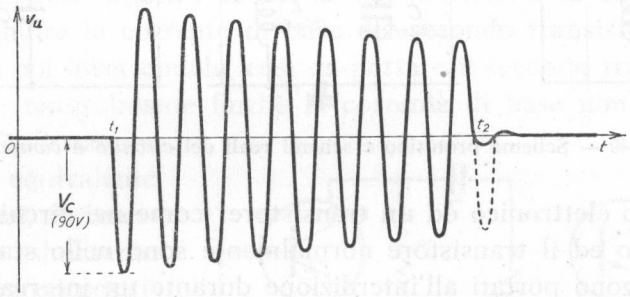


Fig. 41 — Andamento delle oscillazioni smorzate nell'intervallo di interdizione del tubo.

una ricarica in senso opposto e così via. Si tratta, come è chiaro, del noto fenomeno delle oscillazioni libere nel circuito oscillatorio *LC* (Vol. I, Cap. I, nn. 8-9); le oscillazioni saranno naturalmente smorzate, data l'inevitabile presenza delle perdite nell'induttore e nel condensatore, ed il loro andamento risulta del tipo indicato nella figura 41. Se le perdite sono

([22]) - La corrente I_{ao} è formata da elettroni che fluiscono in verso opposto a quello indicato per I_{ao} nella figura; riversandosi in *C* tali elettroni rendono negativa l'armatura del condensatore in cui entrano.

molto piccole (come normalmente si ha cura che avvenga, con opportuna costruzione della bobina) la frequenza delle oscillazioni libere coincide praticamente con la frequenza di risonanza del circuito; nell'esempio della figura 40 *b*) si ha:

$$(3) \qquad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 82\,\text{kHz} \ .$$

Supponiamo ora che, mentre sta svolgendosi il fenomeno oscillatorio, il tubo sia portato in fase di conduzione con $v_g = 0$ (istante t_2: interruttore chiuso): le oscillazioni vengono allora rapidamente smorzate, come è indicato nella figura 41, perchè ai capi del circuito oscillatorio viene a trovarsi uno shunt di piccola resistenza formato dalla serie del tubo e dell'alimentatore anodico. La corrente nell'induttanza assume rapidamente il valore di riposo, coincidente con la corrente anodica I_{a0} del tubo, e la tensione d'uscita si annulla.

Se si applica all'entrata dei circuiti della figura 40 una successione periodica di impulsi rettangolari negativi (fig. 42 *a*) di ampiezza suffi-

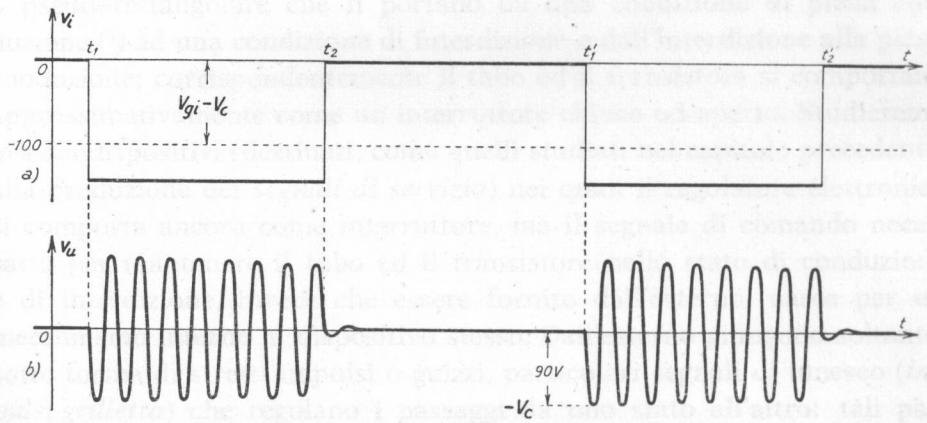


Fig. 42 — Treni di oscillazioni ottenibili col circuito a campanello (i valori si riferiscono al circuito a tubo).

ciente, si ottiene un treno di oscillazioni sinusoidali per ogni intervallo di tempo in cui il tubo o il transistore sono portati all'interdizione, cioè una successione periodica di treni di oscillazioni (fig. 42 *b*). I treni di oscillazioni hanno tutti la medesima durata — regolabile agendo sulla

durata degli impulsi ([23]) — la medesima frequenza di oscillazione (regolabile agendo su C od L) ed iniziano sempre con la medesima fase ([24]). Vedremo nel n. 8 del Cap. XIII l'applicazione del particolare tipo di segnale ottenuto agli indicatori radar.

([23]) - Quando la durata dei treni di oscillazioni è piuttosto grande di fronte al periodo di oscillazione, il decremento di ampiezza delle oscillazioni stesse diviene sensibile per quanto si cerchi di rendere piccole le perdite del circuito oscillatorio. In tali casi, allora, il circuito a campanello viene modificato con un artifizio che consente di restituire al circuito oscillatorio l'energia dissipata nelle successive oscillazioni; esso consiste nel collegare al circuito oscillatorio un nuovo tubo o transistore che insieme con esso formi un oscillatore di Hartley (Vol. II, Cap. VI, n. 3), il quale entri in oscillazione in corrispondenza agli impulsi negativi della tensione di comando v_i.

([24]) - Ciò si esprime tecnicamente dicendo che i treni di oscillazioni sono *coerenti* fra loro.

CAPITOLO XII

CIRCUITI A SCATTO E MULTIVIBRATORI

1. — Generalità sui circuiti a scatto.

Nel capitolo precedente abbiamo studiato una particolare classe di circuiti elettronici nei quali gli usuali *regolatori elettronici di corrente* (tubi e transistori) sono adoperati sostanzialmente come interruttori, che diremo *interruttori elettronici.* All'ingresso dei suddetti regolatori elettronici di corrente sono applicati segnali ad andamento rettangolare o pseudorettangolare che li portano da una condizione di piena conduzione ([1]) ad una condizione di interdizione e dall'interdizione alla piena conduzione; corrispondentemente il tubo ed il transistore si comportano approssimativamente come un interruttore chiuso od aperto. Studieremo ora dei dispositivi (destinati, come quelli studiati nel capitolo precedente, alla produzione dei *segnali di servizio*) nei quali il regolatore elettronico si comporta ancora come interruttore, ma il segnale di comando necessario per mantenere il tubo ed il transistore nello stato di conduzione e di interdizione, invece che essere fornito dall'esterno, nasce per un meccanismo interno al dispositivo stesso. Dall'esterno giungono soltanto, sotto forma di stretti impulsi o guizzi, particolari segnali di innesco (*impulsi-grilletto*) che regolano i passaggi da uno stato all'altro: tali passaggi dallo stato di conduzione a quello di interdizione e viceversa avvengono *a scatto* e sono anch'essi prodotti da un meccanismo interno alla cui base è la *reazione positiva* ([2]). L'applicazione della reazione po-

---

([1]) - Corrispondente, nel tubo, ad una tensione di griglia $v_g = 0$ ed alla *saturazione* nel transistore.

([2]) - Per una trattazione più approfondita ed esauriente degli argomenti trattati in questo capitolo si veda: J. MILLMANN, H. TAUB - *Pulse, digital and switching waveforms* (Ed. Mc Graw-Hill, New York).

sitiva all'*interruttore elettronico* avviene secondo lo schema generale di principio indicato nella figura 1: vedremo nei singoli casi la costituzione interna del circuito di reazione.

Fra i dispositivi del tipo detto (*circuiti a scatto*) ve ne sono alcuni nei quali l'interruttore elettronico può rimanere indifferentemente nello stato di conduzione o di interdizione: il circuito rimane stabilmente nello stato in cui si trova, finchè dall'esterno non giunge un particolare comando (*impulso-grilletto* o *impulso di scatto*) che dà l'avvio ad un processo a reazione, il quale fa *scattare* il circuito nell'altro stato; anche il nuovo stato è stabile ed il circuito non lo abbandona finchè non arriva un nuovo conveniente impulso-grilletto che faccia scattare il circuito nel primitivo stato.

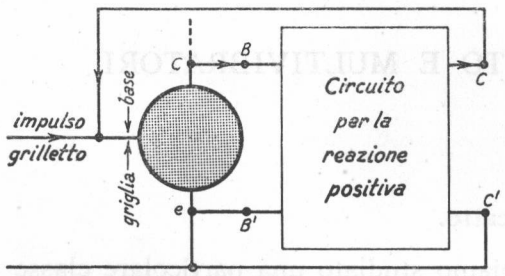


Fig. 1 — Schema di principio dell'applicazione della reazione positiva ad un tubo o ad un transistore operanti come interruttori.

In altri dispositivi l'interruttore elettronico tende a rimanere stabilmente in uno solo dei due stati (conduzione o interdizione). Può essere fatto scattare, con impulso-grilletto opportuno, nell'altro stato ma non vi rimane stabilmente: dopo un certo tempo, dipendente dalla costituzione del circuito di reazione, esso ripiomba nello stato iniziale che è il solo stabile. Vi è poi un terzo tipo di funzionamento del circuito a scatto in cui l'interruttore elettronico, dopo essere rimasto un certo tempo in uno stato (ad esempio, interdizione), scatta spontaneamente nell'altro stato (conduzione); vi rimane per un determinato tempo, poi ritorna nello stato primitivo e così via. Si ha cioè un passaggio alternativo da uno stato all'altro che avviene spontaneamente, ma la cui frequenza può essere controllata dall'esterno con opportuni *segnali di sincronizzazione*.

I dispositivi accennati sono detti *circuiti a scatto*: *bistabili* quelli del primo tipo, perchè hanno due stati di funzionamento stabile per l'interruttore elettronico (interdizione e conduzione); *monostabili* quelli del secondo tipo perchè hanno un unico stato di funzionamento stabile. Quelli del terzo tipo, infine, sono detti circuiti a scatto *astabili* (perchè nessuno dei due stati di funzionamento è stabile) o più comunemente *multivibratori*. Per fissare le idee, il funzionamento dell'interruttore elet-

tronico nei circuiti a scatto può essere paragonato a quello degli interruttori per l'illuminazione; nei circuiti bistabili il funzionamento è quello degli interruttori a scatto a levetta, che possono rimanere stabilmente chiusi od aperti. Nei circuiti monostabili il funzionamento è paragonabile a quello degli interruttori a tempo per l'illuminazione delle scale: premendo un pulsante (impulsò-grilletto) l'interruttore si chiude ma dopo un certo tempo si riapre. Il funzionamento dell'interruttore elettronico astabile può paragonarsi a quello dell'interruttore che accende e spegne ritmicamente le luci dell'albero di Natale o degli indicatori di direzione delle automobili.

I circuiti a scatto hanno vasta applicazione nella tecnica elettronica: tipicamente essi possono essere usati come divisori di frequenza e contatori d'impulso (circuiti bistabili), come circuiti capaci di produrre impulsi con ritardo regolabile rispetto ad altri impulsi di riferimento (circuiti monostabili) e come generatori di oscillazioni di forma prossima alla rettangolare (*oscillatori di rilasciamento* o *multivibratori*).

2. — Funzionamento a scatto dell'interruttore elettronico nel caso in cui il circuito di reazione è un amplificatore.

In un'importante classe di circuiti a scatto (monostabili, astabili o bistabili) il circuito di reazione indicato nella figura 1 è un *amplificatore* il quale moltiplica per $-A$ (ossia amplifica A volte e cambia di segno) l'eventuale segnale applicato ai suoi morsetti di entrata [3]. Il tubo od il transistore destinato a funzionare come *interruttore a scatto* è poi disposto in serie ad una resistenza R_c e ad una f. e. m. continua E_{ao}, così che ne risulta lo schema di principio della figura 2: questo si riferisce al caso in cui l'interruttore elet-

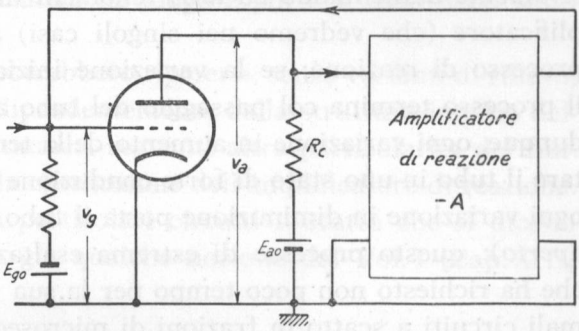


Fig. 2 — Schema di principio di una particolare categoria di circuiti a scatto (analogo schema vale per il transistore).

[3] - In un'altra categoria di apparecchi il circuito di reazione è un trasformatore (n. 14).

tronico è ottenuto con un tubo, ma uno schema identico (a parte le evidenti varianti per le polarizzazioni) varrebbe nel caso di un transistore. Supponiamo che la tensione di griglia del *tubo-interruttore* della figura 2 abbia un determinato valore $V_{g0}=E_{g0}$ e corrispondentemente la tensione e la corrente anodica abbiano i valori V_{a0} ed I_{a0}.

Se, ad un determinato istante, la tensione v_g subisce una variazione Δv_g dal valore di riposo, provocata da un segnale esterno, la tensione anodica subirà una variazione Δv_a più grande e di segno opposto. A sua volta Δv_a sarà amplificata e cambiata di segno dall'amplificatore di reazione, per cui alla sua uscita si avrà una tensione dello stesso segno della primitiva variazione Δv_g ma di valore molto più grande per l'effetto di amplificazione del tubo e dell'amplificatore di reazione. Poichè tale tensione è direttamente riportata sulla griglia del tubo, essa si viene a sovrapporre all'iniziale variazione di v_g esaltandola fortemente. Dunque *la primitiva variazione della tensione di griglia provoca, tramite l'azione dell'amplificatore di reazione, un'ulteriore variazione di ugual segno della stessa tensione.* Si viene in tal modo a stabilire un processo cumulativo (dovuto alla reazione positiva) che si esalta spontaneamente e tende a portare v_g a valori via via più alti o via via più bassi a seconda che l'iniziale variazione era in aumento od in diminuzione. Se la variazione primitiva era in aumento la griglia diviene positiva, con tensione via via più alta: il conseguente passaggio di corrente di griglia che va progressivamente aumentando ed altri fenomeni interni di limitazione dell'amplificatore (che vedremo nei singoli casi) arrestano inevitabilmente il processo di reazione; se la variazione iniziale è invece in diminuzione, il processo termina col passaggio del tubo all'interdizione. In definitiva, dunque, ogni variazione in aumento della tensione di griglia tende a portare il tubo in uno stato di forte conduzione (*interruttore chiuso*) mentre ogni variazione in diminuzione porta il tubo all'interdizione (*interruttore aperto*): questo processo di estrema esaltazione dell'iniziale variazione, che ha richiesto non poco tempo per la sua spiegazione, avviene nei normali circuiti a scatto in frazioni di microsecondo e può considerarsi, in prima approssimazione, *istantaneo.*

Il processo è, poi, *inevitabile*, nel senso che esso ha luogo anche spontaneamente, senza che l'iniziale variazione sia provocata dall'esterno: nel circuito di figura 2, infatti, anche se la tensione di griglia non è fatta variare ad arte dal valore V_{g0}, può sempre avvenire (e certamente avviene) una fluttuazione casuale della corrente anodica; questa

provoca una variazione della tensione anodica che v[illegible]plificata dall'amplificatore di reazione e riportata alla griglia d[illegible]egno giusto per provocare un'esaltazione della prima vari[illegible]rrente. Da ciò ha origine il processo cumulativo che porta [illegible]*tabilmente* (e praticamente in modo istantaneo) ad uno s[illegible] *conduzione* o di *interdizione*: il tubo quindi si comporta [illegible]nte come *un interruttore chiuso o aperto*. Se poi il tubo rima[illegible]o stato in cui viene portato (conduzione o interdizione) oppure no, è una circostanza che dipende dalla costituzione dell'amplificatore e sarà vista caso per caso; certo è che, se il tubo viene allontanato (con un intervento esterno o per meccanismo interno) dallo stato in cui si trova, il circuito *precipita* inevitabilmente nell'altro stato. Difatti, se il tubo è, ad esempio, all'interdizione, occorre una variazione in aumento della tensione di griglia per allontanarlo da questo stato; ma tale variazione andrà esaltandosi col noto processo cumulativo e porterà inevitabilmente il tubo in uno stato di forte conduzione.

Un caso interessante è quello in cui la tensione E_{g_0} (fig. 2) è nettamente inferiore alla tensione d'interdizione: poichè manca, allora, la corrente anodica, il processo di reazione non ha luogo ed il circuito rimane *stabilmente* nello stato di interdizione. Ma se dall'esterno è applicato un qualsiasi segnale che porti, anche solo momentaneamente, la tensione di griglia al disopra dell'interdizione, la corrente comincia a passare e ad accrescersi: il processo cumulativo ha luogo e porta il tubo nello stato di forte conduzione.

Le considerazioni svolte potrebbero ripetersi, senza varianti di rilievo, per i transistori e valgono indipendentemente dalla struttura interna dell'amplificatore; vedremo nei numeri seguenti altre particolarità del funzionamento a scatto legate alla costituzione dell'amplificatore di reazione. Inizieremo lo studio da quei particolari circuiti a scatto che si dicono *multivibratori* e di cui si ha già qualche nozione dal Vol. I (Cap. XIII, n. 3, figg. 9-10).

3. — **Circuiti a scatto astabili a resistenza e capacità: multivibratore di Abraham.**

L'amplificatore di reazione indicato nella figura 2, nella sua espressione più semplice e più comune, è formato da un unico tubo con carico resistivo. Nella figura 3 *a*) è mostrato il caso particolare, ma importan-

PREZZO L. 6.000
COMPRESA RILEGATURA

tissimo, in cui i collegamenti fra i due tubi sono a resistenza e capacità; il complesso risulta un amplificatore a resistenza e capacità a due stadi con l'uscita collegata all'entrata. Notiamo che, come il tubo *2* (coi suoi annessi) costituisce l'amplificatore di reazione per il tubo *1*, così il tubo *1* (coi condensatori C'' e C' e con le resistenze R' ed R_c') può pensarsi come

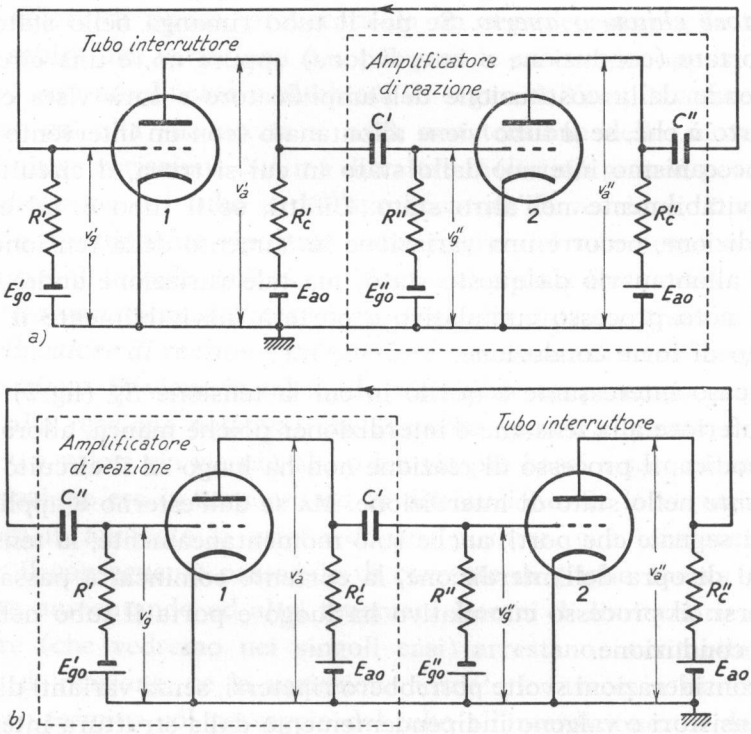


Fig. 3 — In una classe importante di circuiti a scatto l'amplificatore di reazione è del tipo a resistenza e capacità.

un amplificatore di reazione associato al tubo *2* (fig. 3 *b*) secondo lo schema di principio della figura 2. Deriva da ciò che non soltanto il tubo *1*, ma anche il tubo *2*, si comporta inevitabilmente come un interruttore a scatto; vedremo che *esso passa in conduzione quando l'altro passa alla interdizione e viceversa.*

Il circuito della figura 3 viene di solito ridisegnato nel modo indicato nella figura 4 e prende il nome di *multivibratore di Abraham*; nel caso più comune le due tensioni di polarizzazione E_{go}', E_{go}'' sono nulle ed inoltre i due amplificatori allacciati che costituiscono il multivibratore sono uguali fra loro (*multivibratore simmetrico*).

PREZZO L. 6.000
COMPRESA RILEGATURA

Per comprendere il meccanismo di funzionamento d tore, supponiamo dapprima che, mentre E''_{go} ha valore zero in valore nettamente inferiore alla tensione di interdizio bo; ad esempio se è $V_{gi} = -18$ V sia $E'_{go} = -200$ V. Il circuito si trova allora in condizione del tutto stabile, col primo tubo all'interdizione ed il secondo in conduzione con $v_g = 0$: nel tubo *1* la corrente anodica è nulla e perciò la tensione anodica ha il valore $v_a' = E_{ao}$; nel tubo *2* la tensione anodica ha il valore $v_a'' = V_{ao}$ agevolmente determinabile individuando il punto d'incontro della caratteristica $v_g = 0$ del tubo con la retta di carico corrispondente ad E_{ao} ed R_c''. Nell'esempio a cui si riferiscono i dati della figura 4 (triodo *6SN7*, $E_{ao} = 300$ V, $R_c'' = 20$ kΩ) si ha $V_{ao} \cong 100$ V (fig. 28 del Cap. XI, n. 7). In relazione a ciò il condensatore C' è carico alla tensione $v_a' - V_g'' = E_{ao} - E''_{go}$ ($= 300 - 0 = 300$ V) mentre il condensatore C'' è carico alla tensione $v_a'' - v_g' = V_{ao} - E'_{go}$ che, per la scelta del valore di E'_{go} ($= -200$ V) risulta uguale alla precedente ($V_{ao} - E'_{go} = 100 + 200 = 300$ V); entrambi si sono caricati ed hanno raggiunto le sopradette tensioni in un tempo precedente alle nostre considerazioni.

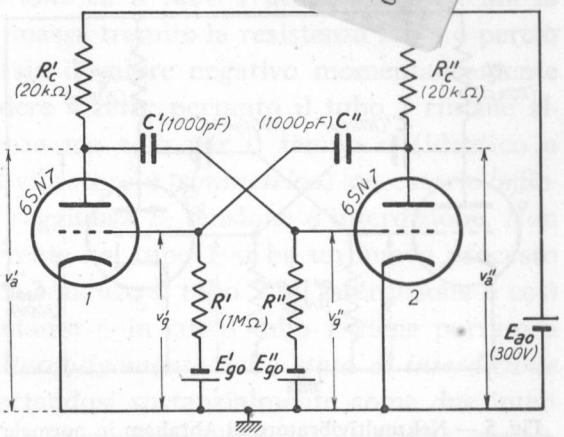


Fig. 4 — Circuito a scatto a resistenza e capacità: multivibratore di Abraham.

Essendo in queste condizioni, la tensione E'_{go} sia progressivamente aumentata fino ad arrivare al valore zero (fig. 5); non appena la tensione di griglia v_g' raggiunge e supera la tensione d'interdizione comincia a passare corrente anodica nel tubo *1* e ciò provoca una diminuzione della tensione anodica v_a' dal valore E_{ao}. La variazione di tensione, amplificata dal tubo *2* e riportata per via capacitiva sulla griglia del tubo *1*, dà inizio al processo cumulativo di cui abbiamo parlato diffusamente nel numero precedente; esso porta, in maniera praticamente istantanea, il tubo *1* allo stato di forte conduzione caratterizzato dai valori $v_a' = V_{ao}$, $v_g' = 0$ (4).

(4) - In realtà questi valori sono raggiunti dopo un breve transitorio di cui sarà detto nel paragrafo seguente.

La tensione anodica v_a' subisce allora la violenta diminuzione $\Delta v = E_{ao} - V_{ao}$ che indicheremo con E: nell'esempio considerato, essendo $E_{ao} = 300$ V, $V_{ao} = 100$ V, risulta $E = \Delta v = 200$ V. Siccome la tensione del condensatore C' non può cambiare istantaneamente, la tensione di griglia v_g'' del tubo *2* subisce un'identica diminuzione Δv e poichè essa era zero, assume un potenziale negativo di valore $-E$. Con ciò il tubo *2* viene portato all'interdizione. Possiamo quindi fissare questo importante risultato: *l'allontanamento del tubo 1 dallo stato di interdizione porta il tubo 2 all'interdizione.*

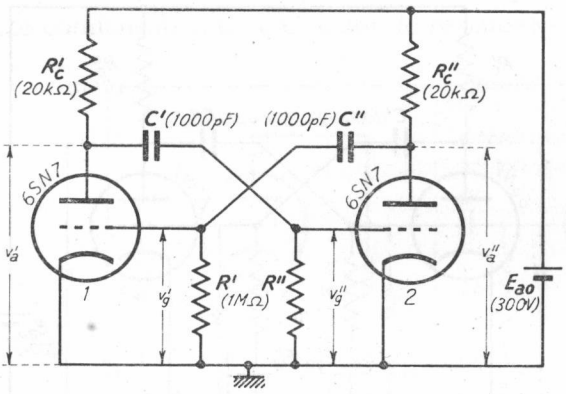


Fig. 5 — Nel multivibratore di Abraham in normale funzionamento le tensioni di polarizzazione E'_{go} ed E''_{go} che compaiono nella figura 4 sono nulle.

Abbiamo visto che a causa del rapido transitorio la griglia del tubo *2* assume un potenziale negativo di valore $-E$; ma essendo la griglia stessa connessa a massa tramite la resistenza R'' (fig. 5), ciò può avvenire unicamente per il passaggio di una corrente nella resistenza, diretta da massa verso il condensatore C': essa è manifestamente una corrente di scarica di C', carico come sappiamo alla tensione E_{ao}. Tale corrente non può sussistere indefinitamente e difatti tende a zero con una rapidità dipendente dalla costante di tempo $C'R''$; conseguentemente la griglia diviene sempre meno negativa e tende, colla legge indicata nella figura 6, ad assumere potenziale zero.

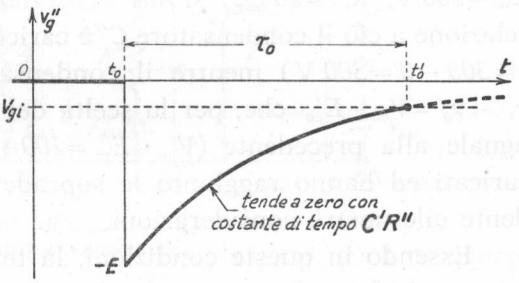


Fig. 6 — Andamento di v_g'' conseguente all'allontanamento del tubo *1* dallo stato di interdizione: t_o è l'istante in cui nel tubo *1* comincia a passare corrente anodica.

Il tubo *2* rimane all'interdizione per tutto il tempo τ_o (fig. 6) in cui è $v_g'' < V_{gi}$; non appena v_g'' raggiunge la tensione d'interdizione V_{gi} (istan-

PREZZO L. 6.000
COMPRESA RILEGATURA

te t_o') la corrente nel tubo *2 comincia a passare ed a crescere.* A [illegible]o accrescimento, col meccanismo ormai visto più volte, corrisponde un nuovo processo cumulativo che porta (con una sorta di commutazione spontanea) *il tubo 2 in conduzione ed il tubo 1 all'interdizione.* Ma la griglia del tubo *1* è connessa a massa tramite la resistenza R' (5) e perciò la sua tensione — qualunque sia il valore negativo momentaneamente raggiunto — non può che tendere a zero; pertanto il tubo *1* rimane all'interdizione non in permanenza ma solo per il tempo τ_o (identico a quello visto dianzi, se il multivibratore è *simmetrico*) necessario affinchè v_g' nel suo tendere a zero raggiunga la tensione d'interdizione. Non appena riprende a passare corrente nel tubo *1* si ha un nuovo processo di *commutazione* spontanea che conduce il tubo *2* all'interdizione e così di seguito. In definitiva, dall'istante t_o in cui il tubo *1* viene portato a condurre *i due tubi passano alternativamente dallo stato di interdizione a quello di conduzione*, comportandosi sostanzialmente come due interruttori che si aprono e chiudono in maniera alterna e periodica con periodo $2\tau_o$; il funzionamento del *multivibratore* è dunque *astabile* (n. 1).

Occorre osservare che l'aver considerato inizialmente uno dei due tubi stabilmente all'interdizione, per la presenza di una tensione di polarizzazione $E'_{go} < V_{gi}$, ha costituito un comodo espediente per dare un inizio al ragionamento ma non è in alcun modo necessario per il funzionamento del multivibratore. Difatti, supponiamo che il multivibratore sia attuato direttamente secondo lo schema di figura 5 (come, in realtà, è sempre) e consideriamo l'istante in cui, essendo i tubi già accesi, viene applicata la tensione anodica E_{ao}: le correnti che si stabiliscono nei due tubi dovrebbero essere e rimanere identiche se le due parti del multivibratore fossero esattamente uguali; ma poichè una qualche dissimmetria, seppure piccola, esiste certamente, la corrente in uno dei due tubi subirà una qualche variazione rispetto al valore comune. A questa variazione corrisponde, col meccanismo più volte indicato, il processo cumulativo, dovuto alla reazione positiva, che porta inevitabilmente uno dei due tubi allo stato di conduzione e l'altro all'interdizione; inizia così il successivo ed alterno passaggio dei due tubi nei due stati di conduzione ed interdizione che caratterizza il funzionamento *astabile* del multivibratore.

---

(5) - Per ipotesi la tensione E'_{go} è stata annullata all'inizio. Vedremo nel n. 6 la profonda modificazione che si ha nel funzionamento del multivibratore se la tensione E'_{go} dopo essere stata annullata per dare inizio al processo di scatto, viene riportata al valore inferiore alla tensione d'interdizione che essa possedeva inizialmente.

Qualunque sia il modo con cui il funzionamento ha inizio, ogni volta che un tubo è all'interdizione la sua tensione anodica ha il valore E_{ao}, mentre essa ha il valore V_{ao} quando il tubo è in conduzione; pertanto le tensioni anodiche dei due tubi, in corrispondenza all'alterno passaggio nei due stati di interdizione e conduzione, hanno alternativamente i valori E_{ao} e V_{ao}. All'atto pratico si trova però che nel passaggio dello stato di interdizione a quello di conduzione, a causa del processo di progressiva esaltazione della corrente anodica, la tensione anodica scende a valori molto bassi rispetto a V_{ao}, per poi risalire a tale valore con un rapidissimo transitorio: ci renderemo conto di ciò nel prossimo paragrafo, dove verificheremo anche che nel passaggio dallo stato di conduzione a quello di interdizione la tensione anodica non sale istantaneamente dal valore V_{ao} al valore E_{ao}, ma con una certa gradualità. L'effettivo andamento delle tensioni anodiche dei due tubi risulta quello indicato nella figura 7: a parte le acute punte inferiori ed il piccolo arrotondamento superiore dei fronti in salita ([6]), l'andamento è *rettangolare periodico*, con periodo doppio di τ_o, svolgentesi fra i livelli V_{ao} ed E_{ao}. Ben si comprende, allora, come sia possibile — servendosi, ad esempio, di condensatori come nei normali amplificatori — prelevare dalle placche dei due tubi del multivibratore due tensioni alternate, quasi rettangolari ([7]), di fase opposta fra loro. L'ampiezza delle due tensioni alternate è

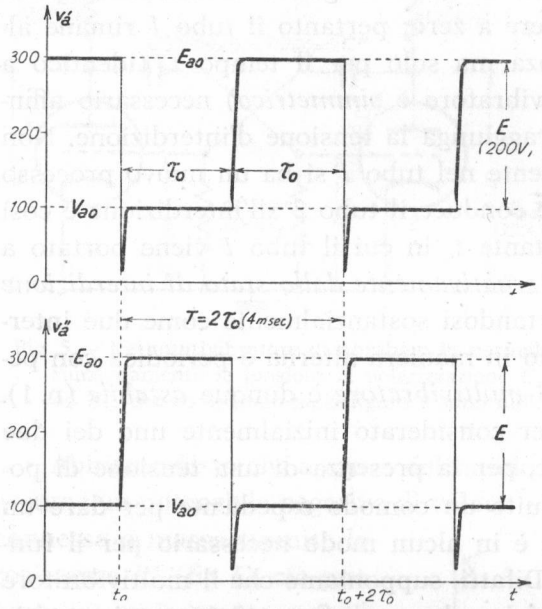


Fig. 7 — Andamento delle tensioni anodiche dei due tubi del multivibratore.

([6]) - Corrispondenti ai fenomeni legati ai passaggi fra i due stati di interdizione e conduzione a cui si è fatto cenno poc'anzi e che studieremo nel paragrafo seguente.

([7]) - Esse possono essere rese quasi perfettamente rettangolari sfruttando le operazioni di *cimatura* che abbiamo studiate nel Cap. X.

PREZZO L. 6.000
COMPRESA RILEGATURA

$E = E_{ao} - V_{ao}$, agevolmente deducibile dalla costruzione grafica della figura 8. Il periodo T nel *multivibratore simmetrico* ($C' = C'' = C$, $R' = R'' = R$), è il doppio del tempo τ impiegato dalla tensione di griglia per passare dal valore $-E$ al valore V_{gi} seguendo l'andamento esponenziale indicato nella figura 6. Un facile calcolo — eseguito nel paragrafo seguente — conduce per T alla seguente espressione approssimata:

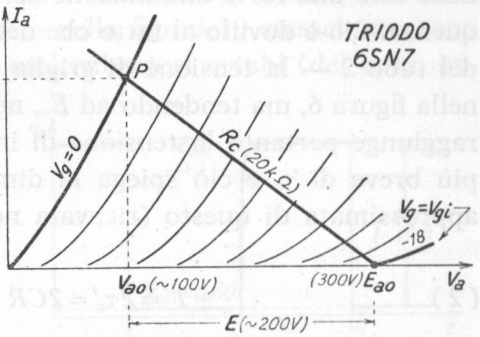


Fig. 8 — Costruzione grafica per la determinazione di E e V_{gi}.

$$(1) \quad T = 2\tau_o = 2CR \log \frac{E}{-V_{gi}} ;$$

nell'esempio a cui si riferiscono i dati della figura 5 ($C = 10^{-9}$ F, $R = 10^6\ \Omega$) e la costruzione grafica della figura 8 ($E = 200$ V, $V_{gi} = -18$ V) risulta:

$$T = 2 \cdot 10^{-9} \cdot 10^6 \log 200/18 \cong 4 \cdot 10^{-3} \text{ sec} ,$$

a cui corrisponde una frequenza delle oscillazioni $f = 1/T \cong 250$ Hz.

Una variante del multivibratore di Abraham, che ora gode grande

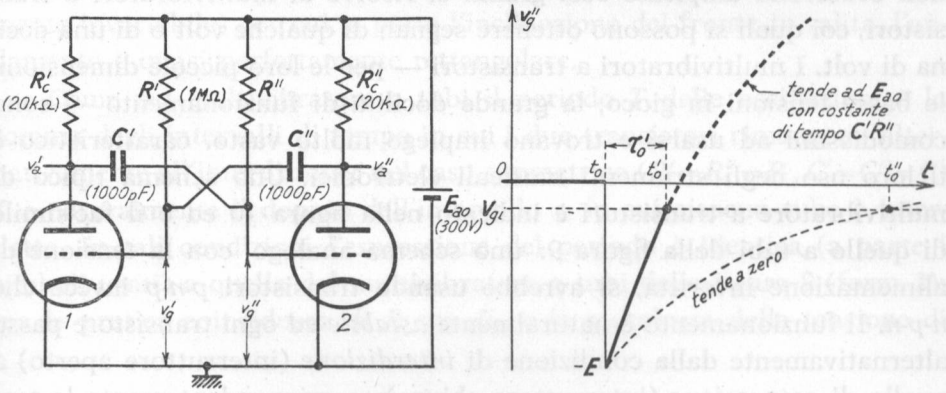


Fig. 9 — Multivibratore astabile con resistenze R', R'' collegate alla tensione di alimentazione E_{ao} invece che a massa.

favore fra i tecnici ed è ormai di uso quasi esclusivo, è quella indicata nella figura 9: la differenza consiste unicamente nel fatto che le resistenze R', R'', invece che andare a massa, sono collegate al polo positivo

dell'alimentatore (8). Lasciando praticamente inalterato il comportamento generale del multivibratore, il diverso collegamento delle resistenze produce solo una forte diminuzione del periodo e quindi un aumento di frequenza. Ciò è dovuto al fatto che nella fase di interdizione — ad esempio del tubo *2* — la tensione di griglia ora sale, non tendendo a zero come nella figura 6, ma tendendo ad E_{ao} nel modo mostrato nella figura 9; essa raggiunge pertanto la tensione di interdizione V_{gi} in un tempo τ_o' assai più breve di τ_o e ciò spiega la diminuzione del periodo. L'espressione approssimata di questo (ricavata nel paragrafo seguente) risulta:

$$(2) \qquad T' = 2\tau_o' = 2CR \log \frac{E_{ao} + E}{E_{ao} - V_{gi}} ;$$

nelle condizioni dell'esempio precedente ($E_{ao} = 300\,\text{V}, V_{gi} = -18\,\text{V}, E = 200\,\text{V}$; $C = 10^{-9}\,\text{F}$, $R = 10^{6}\,\Omega$) il periodo assume il valore:

$$T' = 2 \cdot 10^{-9} \cdot 10^{6} \log 500/318 \cong 2 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}45 \cong 0{,}9 \cdot 10^{-3}\,\text{sec} ,$$

a cui corrisponde una frequenza delle oscillazioni $f' = 1/T' = 1{,}1$ kHz pari a più di quattro volte la frequenza del multivibratore originario.

I segnali rettangolari periodici ottenibili coi multivibratori a tubi possono avere facilmente ampiezze dell'ordine di $100 \div 200$ V; quando non occorrono ampiezze così grandi si ricorre ai multivibratori a transistori, coi quali si possono ottenere segnali di qualche volt o di una decina di volt. I multivibratori a transistori — per le loro piccole dimensioni, le basse tensioni in gioco, la grande docilità di funzionamento — sono comodissimi ad usarsi e trovano impiego molto vasto. caratteristico è il loro uso negli strumenti musicali elettronici. Uno schema tipico di multivibratore a transistori è indicato nella figura 10 ed è il fac-simile di quello a tubi della figura 9: uno schema analogo, con la tensione di alimentazione invertita, si avrebbe usando transistori *p-n-p* invece che *n-p-n*. Il funzionamento è naturalmente *astabile* ed ogni transistore passa alternativamente dalla condizione di *interdizione* (interruttore aperto) a quello di *saturazione* (interruttore chiuso): corrispondentemente le ten-

(8) - Nel n. 4 del Cap. XI (fig. 14) abbiamo messo in evidenza che con tale accorgimento i tubi hanno un migliore comportamento quando si comportano come interruttori: precisamente, nella fase di conduzione, essi presentano resistenza equivalente più piccola che nella condizione in cui le resistenze sono collegate a massa.

PREZZO L. 6.000 COMPRESA RILEGATURA

sioni di collettore passano dal valore E_{ao} della tensione di alimentazione ad un valore V_{cs} di pochi decimi di volt (9) subendo uno scatto E appena inferiore alla tensione di alimentazione. L'andamento delle tensioni di collettore dei due transistori è indicato nella figura 10 stessa: mancano le acute punte inferiori presenti nei multivibratori a tubi (del resto im-

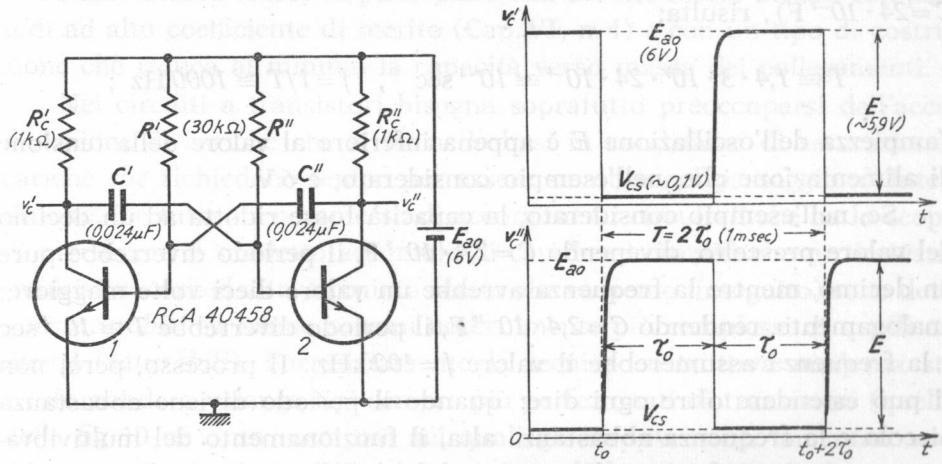


Fig. 10 — Multivibratore di Abraham a transistori e corrispondente andamento delle tensioni di collettore.

possibili, dato che la tensione di saturazione è già bassissima e praticamente invariabile) per cui, a parte l'inclinazione del fronte in salita, l'andamento è quasi perfettamente rettangolare.

Come nel multivibratore a tubi il periodo T delle oscillazioni è la somma degli intervalli di tempo in cui i due transistori rimangono alternativamente all'interdizione: nel caso simmetrico ($R'=R''=R$, $C'=C''=C$) T è naturalmente il doppio dell'intervallo τ_o in cui ciascun tubo è interdetto. In tali condizioni l'espressione del periodo è identica (a parte i simboli usati) a quella del multivibratore a tubi della figura 9 (form. 2); ma la pratica coincidenza di E con E_{ao} e la piccolezza della tensione di

(9) - È la tensione che il collettore presenta in condizioni di saturazione: in questa condizione si porterebbero automaticamente entrambi i transistori se venisse interrotto il collegamento fra i due stadi che — mediante la reazione positiva — dà luogo al funzionamento a scatto. Le resistenze R', R'' sono scelte in modo tale che la corrente di base abbia un valore assai più alto di quello minimo sufficiente per dar luogo alla saturazione: si faccia riferimento per questo al n. 5 del Cap. XI ed alla relativa figura 17.

interdizione fanno sì che la formula si semplifichi notevolmente, divenendo ([10]):

$$(3) \qquad T = 2\tau_o \cong 1{,}4\,RC \ , \qquad \left(f = \frac{1}{T} \cong \frac{0{,}7}{RC}\right) .$$

Nell'esempio a cui si riferiscono i dati della figura 10 ($R = 3 \cdot 10^3\,\Omega$, $C = 24 \cdot 10^{-9}$ F), risulta:

$$T \cong 1{,}4 \cdot 3 \cdot 10^4 \cdot 24 \cdot 10^{-9} \cong 10^{-3}\,\text{sec} \ , \quad f = 1/T \cong 1000\,\text{Hz} \ ;$$

l'ampiezza dell'oscillazione E è appena inferiore al valore della tensione di alimentazione che, nell'esempio considerato, è 6 V.

Se, nell'esempio considerato, la capacità fosse ridotta ad un decimo del valore prescelto, divenendo $C = 2{,}4 \cdot 10^{-9}$ F, il periodo diverrebbe pure un decimo, mentre la frequenza avrebbe un valore dieci volte maggiore; analogamente, rendendo $C = 2{,}4 \cdot 10^{-10}$ F, il periodo diverrebbe $T \cong 10^{-5}$ sec e la frequenza assumerebbe il valore $f = 100$ kHz. Il processo, però, non si può estendere oltre ogni dire: quando il periodo diviene abbastanza piccolo e la frequenza abbastanza alta, il funzionamento del multivibratore comincia, infatti, a discostarsi dal modello indicato. Ciò perchè, nelle considerazioni precedenti, si è supposto che i processi spontanei di commutazione dei tubi e transistori avvenissero istantaneamente, il che in realtà non è: non si è tenuto conto, infatti, delle capacità parassite (presenti nei tubi e transistori, oltre che nei collegamenti) e dei processi di assestamento delle cariche entro i transistori. Durante i passaggi da uno stato all'altro dei due tubi o transistori, le capacità parassite devono modificare la loro carica e ciò avviene in tempi non nulli; analogamente il contenuto di cariche mobili (elettroni o lacune) della base non può cambiare istantaneamente, specialmente passando dalla saturazione (in cui la corrente di base è molto forte ed il contenuto interno di cariche rilevante) all'interdizione. Il risultato è che le commutazioni avvengono in tempi che — pur essendo assai piccoli — non sono più trascurabili di fronte al periodo quando questo è portato ad essere piuttosto piccolo.

Quando occorre raggiungere frequenze alte o, più in generale, quando

---

([10]) - Se nella formula (2) può considerarsi V_{gi} trascurabile di fronte ad E_{ao} ed ancora $E_{ao} + E \cong 2E_{ao}$, l'espressione del periodo diviene $2CR\ log2\ E_{ao}/E_{ao} = 2CR\ log2$; ma $log2$ è approssimativamente $0{,}693$ per cui l'espressione del periodo diviene $1{,}386\,RC$.

PREZZO L. 6.000 COMPRESA RILEGATURA

interessa che gli scatti avvengano in maniera molto rapida, è necessario porre rimedio agli inconvenienti su accennati. Nei circuiti a tubi occorre fare in modo che i due amplificatori che compongono il multivibratore (e la stessa cosa varrà anche per gli altri circuiti a scatto che studieremo in seguito) siano attuati con gli accorgimenti che abbiamo visto in relazione alla tecnica video: in particolare essi devono essere attuati con pentodi ad alto coefficiente di merito (Cap. VI, n. 4) e con un tipo di costruzione che riduca al minimo la capacità verso massa dei collegamenti.

Nei circuiti a transistori bisogna sopratutto preoccuparsi dell'accumulazione di cariche che si ha nelle basi in condizione di saturazione: cariche che richiedono tempo per essere smaltite nel passaggio all'interdizione. C'è tutto un complesso di accorgimenti circuitali che ha lo scopo di precludere il suddetto accumulo di cariche: i circuiti che ne derivano (multivibratori ed altri circuiti a scatto che vedremo in seguito) sono detti *non saturabili* ed hanno schemi notevolmente più complessi di quelli ordinari (*saturabili*). Fortunatamente la tecnica costruttiva moderna sta ... sfornando a valanga tipi sempre più perfezionati di transistori (quello della fig. 10 ne è un esempio) nei quali gli inconvenienti lamentati vengono progressivamente ridotti e per i quali la necessità di ricorrere a circuiti non saturabili risulta sempre minore.

4. — **Esame quantitativo del funzionamento del multivibratore di Abraham.**

Nel paragrafo precedente si è esaminato il comportamento generale dei multivibratori e ci si è formato un'idea sull'andamento delle tensioni a scatto da essi prodotte. Ci proponiamo ora di ricavare degli elementi quantitativi sulle medesime, sopratutto per quanto riguarda il loro scostamento dall'andamento rettangolare teorico (punte inferiori nei diagrammi della fig. 7; inclinazione dei tratti in salita nei suddetti diagrammi ed in quelli della fig. 10).

Ci occuperemo dapprima del circuito a tubi: per avere grande generalità ammetteremo che le resistenze R' ed R'', che forniscono la polarizzazione alle griglie, siano collegate — non a massa (fig. 5) od alla tensione di alimentazione (fig. 9) — ma ad una tensione ausiliaria E_{go} a cui potremo fare assumere qualsiasi valore ed in particolare i valori *zero* ed E_{ao}; lo schema che prenderemo in considerazione sarà, in sostanza, quello della figura 4, ma con le batterie E'_{go} ed E''_{go} rovesciate ed uguali.

Per evitare l'innegabile difficoltà derivante dall'avere il multivibra-

tore una struttura *chiusa su se stessa*, conviene ricorrere all'artifizio di *svolgere*, per così dire, l'anello del multivibratore, nel modo indicato nella figura 11: naturalmente il triodo *1'* non è che il triodo *1* stesso, ripetuto per comodità a destra del tubo *2* ([11]).

Supponiamo che il multivibratore sia in funzione ma, per dare un inizio al calcolo, *cristallizziamo* la sua situazione in un momento parti-

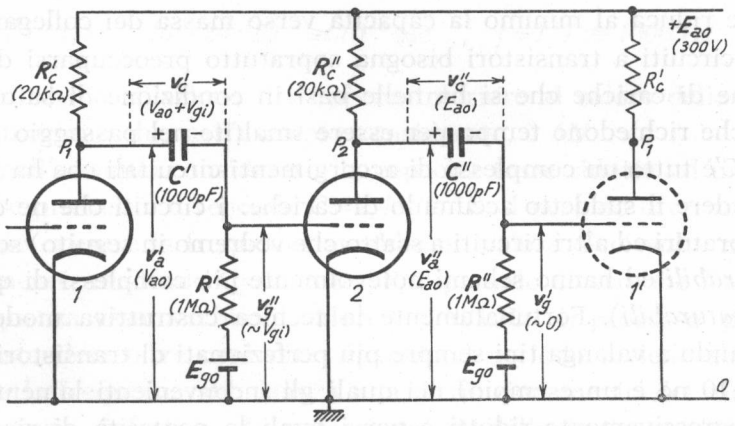


Fig. 11 — Rappresentazione *aperta* dello schema del multivibratore di Abraham: i valori dei potenziali e delle tensioni indicati fra parentesi si riferiscono alla situazione che si ha un momento prima dell'istante t_o' (figg. 6, 9).

colare: consideriamo precisamente la situazione, che si ha immediatamente prima dell'istante t_o' (figg. 6-9), in cui il tubo *2* è ancora all'interdizione ma sta per divenire conduttore, mentre il tubo *1* è ancora conduttore. I valori dei potenziali di placca e di griglia in questa situazione ed i conseguenti valori delle tensioni dei condensatori C', C'' sono indicati nella figura 11 e costituiscono gli elementi di partenza del nostro calcolo. Passato appena l'istante t_o' in cui v_g' supera la tensione di interdizione V_{gi}, nasce il processo cumulativo che porta il tubo *2* in conduzione ed il tubo *1* all'interdizione. La tensione anodica di questo tubo, v_a', comincia a crescere dal valore V_{ao} e tende ad E_{ao}; ma la tensione di C' non può cambiare immediatamente, per cui anche la tensione v_g'' deve crescere (dal valore V_{gi} che aveva raggiunto all'istante t_o') portandosi a

([11]) - Per riottenere la struttura chiusa del multivibratore occorrerebbe ribaltare, per così dire, il tubo *1'* attorno al tubo *2*, così da portarlo a sovrapporsi al tubo *1*.

REZZO L. 6.000
OMPRESA RILEGATURA

zero ed oltre. Conseguenza di ciò è che la griglia del tubo *2* diviene positiva e si ha il passaggio di una corrente i_g dalla griglia stessa al catodo: la situazione è schematizzata nella figura 12 *a*), dove l'interruttore aperto rappresenta il tubo *1* all'interdizione ([12]).

Il complesso griglia-catodo del tubo *2* si comporta come un diodo in conduzione che offre al passaggio di corrente una resistenza, R_{eq}, dell'ordine del migliaio di ohm: lo schema equivalente del circuito *a*) della figura 12 è pertanto quello *b*) della stessa figura: la corrente in R_{eq} è la

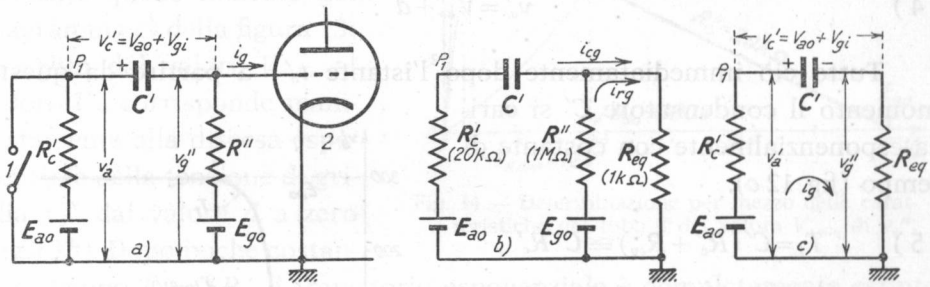


Fig. 12 — Situazione immediatamente dopo l'istante t_o': schemi equivalenti relativi al collegamento fra il tubo *1* ed il tubo *2*.

corrente di griglia i_g ed è la somma di una corrente i_{cg} proveniente dal condensatore C' e di una corrente i_{rg} provocata da E_{go} tramite R''. Il valore di questa resistenza è così elevato che la corrente i_{rg} è praticamente trascurabile di fronte ad i_{cg}: tutto avviene come se E_{go} ed R'' non esistessero ed il circuito fosse quello indicato nella figura 12 *c*).

Poichè il condensatore C' nel momento in cui il tubo *1* passa all'interdizione non può cambiare la sua tensione (che all'istante t_o' era $V_{ao}+V_{gi}$, come è indicato nella fig. 12 *c*), la tensione complessivamente presente nel circuito è $E_{ao}-(V_{ao}+V_{gi})$: la corrente i_g ha, allora, come valore iniziale:

$$(1) \qquad I_g = \frac{E_{ao} - V_{ao} - V_{gi}}{R_c' + R_{eq}} = \frac{E - V_{gi}}{R_c' + R_{eq}} .$$

Tale corrente produce ai capi di R_{eq} — cioè fra griglia e catodo del tubo *2* — la tensione:

$$(2) \qquad v_g'' = I_g R_{eq} = \frac{E - V_{gi}}{R_c' + R_{eq}} R_{eq} \ ;$$

([12]) - Lo studio che segue ricalca quello compiuto nel Cap. XI (n. 8) relativo al circuito a capacità e resistenza per la formazione di segnali a guizzo, seguito da amplificatore,

per la modesta precisione di calcolo necessaria ai fini pratici, si può trascurare R_{eq} di fronte ad R_c' ed assumere per v_g'' il valore approssimato:

$$(3) \qquad d \cong \frac{E - V_{gi}}{R_c'} R_{eq} \ .$$

Contemporaneamente la tensione fra P_1 e massa (fig. 12) — cioè la tensione anodica del tubo *1* — subisce un identico aumento dal valore V_{ao} e diviene perciò:

$$(4) \qquad v_a' = V_{ao} + d \ .$$

Tutto ciò immediatamente dopo l'istante t_o'; a partire da questo momento il condensatore C' si carica esponenzialmente con costante di tempo (fig. 12 *c*):

$$(5) \qquad T_1 = C'(R_c' + R_{eq}) \cong C' R_c' \ ,$$

e la sua tensione raggiunge il valore E_{ao}. Con la medesima legge esponenziale tendono a zero la corrente nel circuito (fig. 12 *c*) e la tensione v_g'' ai capi di R_{eq}, mentre (per il tendere a zero della caduta di tensione in R_c') la tensione v_a' tende ad E_{ao}. L'andamento di v_a' e di v_g'' è indicato nei diagrammi *a*) e *b*) della figura 13: i valori numerici indicati corrispondono all'esempio a cui si riferiscono i dati contenuti nella figura 11.

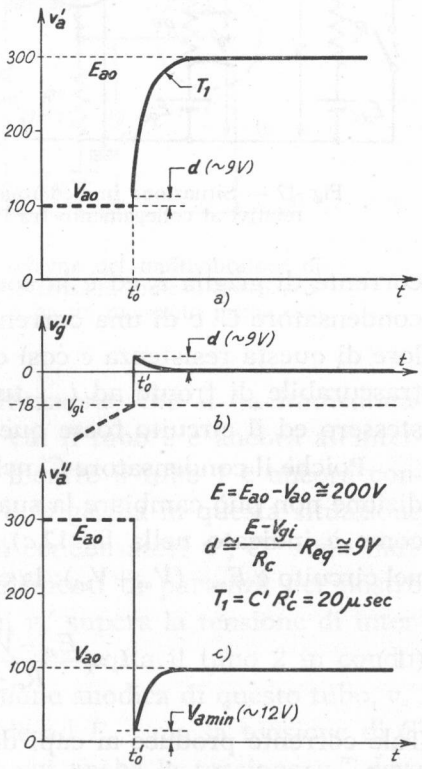


Fig. 13 — Andamento di v_a', v_g'', v_a'' subito dopo il passaggio all'interdizione del tubo *1* ed alla conduzione del tubo *2*.

Il tubo *2* — alla cui griglia risulta applicata la tensione v_g'' avente l'andamento ora visto (fig. 13 *b*) — all'istante t_o' passa immediatamente in conduzione e la sua tensione anodica v_a'' scende da E_{ao} ad un valore bassissimo V_{amin}: il calcolo di V_{amin} può farsi agevolmente per via grafica se si conoscono le caratteristiche del tubo *2* corrispondenti a valori positivi della sua tensione di griglia. Esso è fatto nella figura 14 nell'ipotesi

PREZZO L. 6.000 COMPRESA RILEGATURA

che il tubo *2* sia un triodo *6SN7* nelle condizioni relative all'esempio della figura 11 ($R_c'' = 20\,\text{k}\Omega$, $E_{ao} = 300\,\text{V}$); poichè v_g'', in corrispondenza alla cima del guizzo positivo, ha il valore $d \cong 9\,\text{V}$ (fig. 13), il punto di funzionamento risulta *P*, a cui corisponde la tensione anodica $v_a'' = V_{a\,min} \cong 12\,\text{V}$. L'andamento della tensione anodica del tubo *2* risulta pertanto quello indicato dal diagramma *c*) della figura 13: la salita dal valore $V_{a\,min}$ al valore V_{ao} corrisponde manifestamente alla discesa esponenziale della tensione di griglia v_g'' dal valore *d* a zero (fig. 13 *b*). Dopo poche costanti di tempo $T_1 = C' R_c'$ il transitorio esponenziale è completamente estinto ed il tubo *2* si trova nello stato di conduzione con $v_g'' = 0$, $v_a'' = V_{ao}$. Ci siamo in tal modo resi conto della natura e dell'entità dei guizzi di tensione che si manifestano al di sotto della tensione V_{ao} e di cui nel paragrafo precedente non avevamo dato la spiegazione. Essi peraltro incidono molto poco sul meccanismo generale di funzionamento, perchè brevissimi di fronte agli altri tempi in gioco: conviene perciò, nello studio ulteriore, prescindere da essi, perchè tenerne conto complicherebbe molto la trattazione senza un'effettiva utilità.

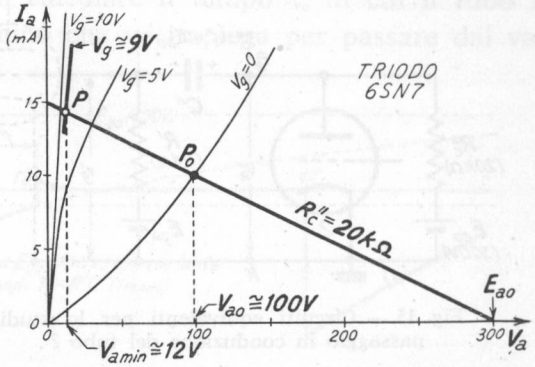


Fig. 14 — Determinazione per mezzo delle caratteristiche del tubo *2* del valore $V_{a\,min}$ di v_a''.

Il brusco passaggio del tubo *2* dallo stato di interdizione allo stato di conduzione provoca un violento balzo in discesa del potenziale della sua placca (punto P_2 nel circuito della fig. 11): poichè il condensatore C'' non può modificare istantaneamente la sua tensione, anche il potenziale della griglia del tubo *1'* deve subire un'identica diminuzione. Siccome esso era uguale a zero, diverrà fortemente negativo, portando il tubo *1'* all'interdizione: ma ciò è proprio quanto abbiamo presupposto nel calcolo precedente, dal momento che il tubo *1'* non è che il tubo *1* stesso. Lo studio del transitorio che fa seguito a ciò può compiersi valendosi del circuito della figura 15 *a*) estratto da quello completo della figura 11. La situazione dei potenziali è quella immediatamente successiva all'istante t_o': la tensione anodica si è assunta uguale a V_{ao} ignorando il rapido guizzo al disotto di tale valore, in conformità al criterio di semplificazione

detto sopra. Dato il grande valore della resistenza R'' ed il conseguente debole valore della corrente che in essa può circolare, non si commette errore apprezzabile sostituendo tutta la parte a sinistra del condensatore

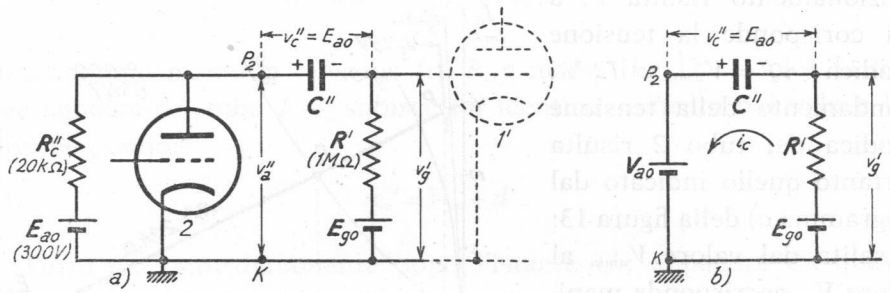


Fig. 15 — Circuiti equivalenti per lo studio del transitorio che segue il passaggio in conduzione del tubo *2*.

con un generatore di f. e. m. pari a V_{ao}, come è fatto nello schema *b*) della figura 15.

Nel circuito fluisce una corrente di scarica del condensatore, i_c, che ha il verso indicato dalla freccia e, dati i valori delle tensioni presenti, ha l'espressione:

$$(6) \qquad I_c = \frac{E_{go} + E_{ao} - V_{ao}}{R'} = \frac{E_{go} + E}{R'} .$$

Partendo da questo valore la corrente tende a zero esponenzialmente con la legge:

$$(6) \qquad i_c = \frac{E_{go} + E}{R'} e^{-\tau/T_2} ,$$

dove τ è il tempo contato a partire da t_o' e la costante di tempo T_2 ha il valore:

$$(8) \qquad T_2 = C'' R' .$$

La tensione v_g' — che è manifestamente uguale ad E_{go} meno la caduta prodotta in R' dalla suddetta corrente — avrà l'espressione:

$$(9) \qquad v_g' = E_{go} - R' i_c = E_{go} - (E_{go} + E) e^{-\tau/T_2} ;$$

per $\tau = 0$ (cioè all'istante t_o') essa è uguale a $-E$, mentre al tendere ad infinito di τ essa tende al valore E_{go}. L'andamento di v_g' è quindi quello

COMPRESA RILEGATURA

indicato nella figura 16: esso coincide con quello già indicato nella figura 6 nel caso particolare in cui è $E_{go}=0$ e con quello della figura 9 se è $E_{go}=E_{ao}$.

La formula (9) consente di calcolare il tempo τ_o in cui il tubo *1* rimane all'interdizione: è il tempo che v_g' impiega per passare dal va-

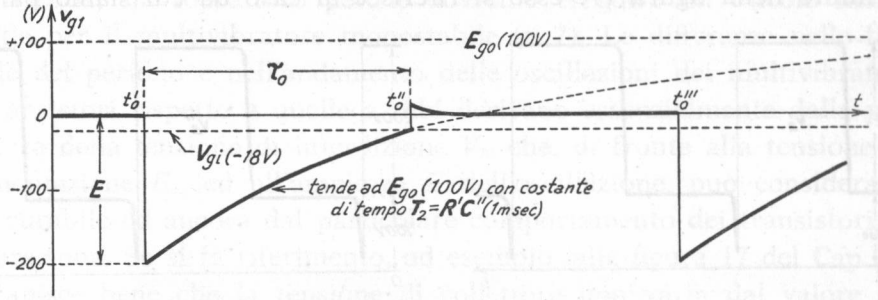


Fig. 16 — Andamento di v_g' nel transitorio che segue il passaggio in conduzione del tubo 2 (nell'esempio considerato è $E_{go}=100$ V).

lore $-E$ (che ha in corrispondenza a $\tau=0$) al valore $v_g'=V_{gi}$. Sostituendo, infatti, τ_o e V_{gi} nella precedente si ha:

$$V_{gi}=E_{go}-(E_{go}+E)\,e^{-\tau_o/T_2}\,, \tag{10}$$

che si può scrivere:

$$(E_{go}+E)\,e^{-\tau_o/T_2}=E_{go}-V_{gi}\,, \tag{11}$$

o anche:

$$e^{\tau_o/T_2}=\frac{E_{go}+E}{E_{go}-V_{gi}}\,. \tag{12}$$

Estraendo il logaritmo naturale di questa espressione si ottiene:

$$\frac{\tau_o}{T_2}=log\,\frac{E_{go}+E}{E_{go}-V_{gi}}\,, \tag{13}$$

ed in definitiva:

$$\tau_o=C''R'\;log\,\frac{E_{go}+E}{E_{go}-V_{gi}}\,. \tag{14}$$

Trascorso dunque un tempo τ_o dall'istante t_o', la tensione v_g' diviene pari a V_{gi} e poi supera tale valore (nella figura 16 ciò avviene all'istante t_o''): subito dopo il tubo *1*, che era all'interdizione dall'istante t_o', comincia a condurre: si verifica allora il noto processo di commutazione

spontaneo che porta il tubo *2* all'interdizione e si ripetono, scambiate fra i due tubi, le stesse vicende già viste. Precisamente, all'istante t_o'' del nuovo scatto, l'andamento di v_a'', v_g', v_a', v_g'' è identico (nell'ordine) a quello già indicato nelle figure 13 e 16 per v_a', v_g'' v_a'', v_g'. L'andamento, ormai completamente definito, delle quattro tensioni al passare del tempo è riunito nella figura 17; esso si riferisce al caso da cui siamo partiti

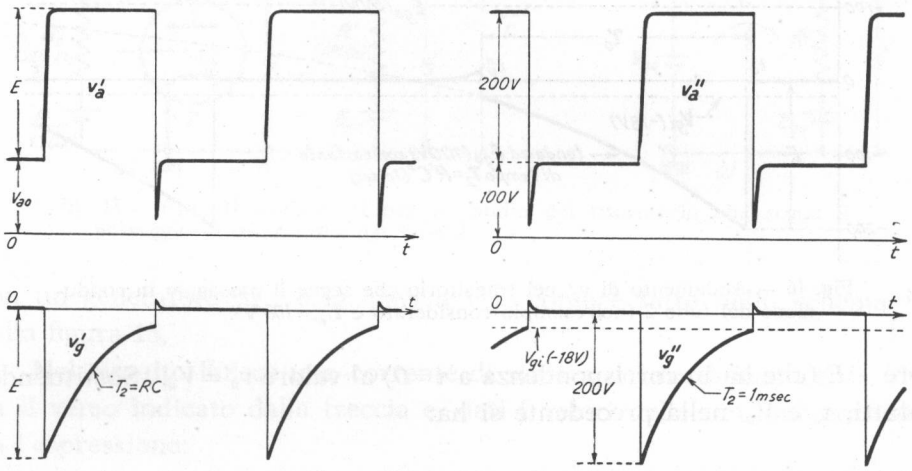


Fig. 17 — Andamento completo delle tensioni di placca e di griglia del multivibratore simmetrico di Abraham (caso particolare in cui è $E_{go}=0$).

di multivibratore simmetrico, cioè attuato con amplificatori identici. Il periodo in tali condizioni risulta manifestamente il doppio di τ_o ed ha l'espressione:

$$(15) \qquad T=2CR\ log\frac{E_{go}+E}{E_{go}-V_{gi}}\ ,$$

dove è $C=C'=C''$, $R=R'=R''$ [13]; nel solito esempio a cui si riferisce la figura 11 ($E_{ao}=300$ V, $V_{gi}=-18$ V, $R=1$ MΩ, $C=10^{-9}$ F) se è $E_{go}=100$ V come nella figura 16, risulta:

$$T=2\cdot 10^{-9}\cdot 10^{6}\ log\frac{400}{118}=2\cdot 10^{-3}\ log\ 3{,}4=2{,}44\cdot 10^{-3}\ \text{sec}\ ,$$

a cui corrisponde una frequenza delle oscillazioni $f=1/T=410$ Hz. Se è

---

[13] - Se $C'R''$ è diverso da $C''R'$, gli intervalli di tempo in cui i due tubi rimangono all'interdizione sono diversi fra loro; il periodo è allora la successione di due intervalli di tempo diversi, ma il meccanismo studiato sostanzialmente non cambia.

PREZZO L. 6.000 COMPRESA RILEGATURA

$E_{go}=0$, l'espressione del periodo diviene la (1) del paragrafo precedente, mentre se è $E_{go}=E_{ao}$ si ricade nella formula (2) del suddetto paragrafo.

L'esame quantitativo del comportamento del multivibratore a transistori potrebbe compiersi secondo le medesime linee seguite per quello a tubo; ma non lo svolgeremo, sia per non compiere una ripetizione pedissequa, sia sopratutto perchè dovremo eseguire un calcolo molto simile per il multivibratore monostabile (n. 7). Le differenze nelle formule del periodo e nell'andamento delle oscillazioni dei multivibratori a transistori rispetto a quelle a tubi derivano essenzialmente dalla piccolezza della tensione di interdizione V_{bi} che, di fronte alla tensione di alimentazione E_{ao} ed all'ampiezza E dell'oscillazione, può considerarsi trascurabile ed ancora dal particolare comportamento dei transistori in saturazione. Se si fa riferimento, ad esempio, alla figura 17 del Cap. XI, si capisce bene che la tensione di collettore non varia dal valore V_{cs} anche per variazioni molto forti della corrente di base: ciò spiega l'inesistenza delle punte di tensione al di sotto della tensione V_{cs} (fig. 10), in contrasto a quanto avviene nei multivibratori a tubi (figg. 7, 17).

5. — **Sincronizzazione dei multivibratori.**

Il multivibratore gode della proprietà di lasciarsi *sincronizzare* da segnali periodici esterni, nel senso che il suo periodo può essere portato a divenire esattamente uguale a quello di un'oscillazione di comando, rimanendo vincolato ad esso. Per questo, agendo sulla costante di tempo CR, si porta il periodo T del multivibratore ad essere appena maggiore del periodo T_0 del segnale di sincronizzazione: se, in queste condizioni, il segnale di sincronizzazione viene applicato (con entità conveniente) ad uno degli elettrodi di uno o di entrambi i tubi o transistori, dopo una breve fase transitoria il periodo del multivibratore diviene automaticamente uguale a T_0 e rimane tale anche se, per qualsiasi motivo, il periodo proprio del multivibratore tendesse a variare. La spiegazione del fenomeno di sincronizzazione è particolarmente semplice nel caso in cui il segnale di sincronizzazione è costituito da stretti guizzi positivi applicati (tramite un piccolo condensatore) alla griglia di uno dei due tubi, ad esempio del tubo *1*. Nella figura 18 in *a*) sono indicati gli impulsi di sincronizzazione, in *b*) la sovrapposizione di questi alla tensione di griglia del tubo a partire dall'istante di applicazione degli impulsi stessi. I primi tre impulsi non producono alcun effetto sul funzionamento del multivi-

bratore, il primo perchè il tubo è all'interdizione e l'entità dell'impulso non è tale da portare la tensione di griglia a superare V_{gi}; gli impulsi *2* e *3* perchè il tubo è già in fase di conduzione. Ben diverso è l'effetto del-

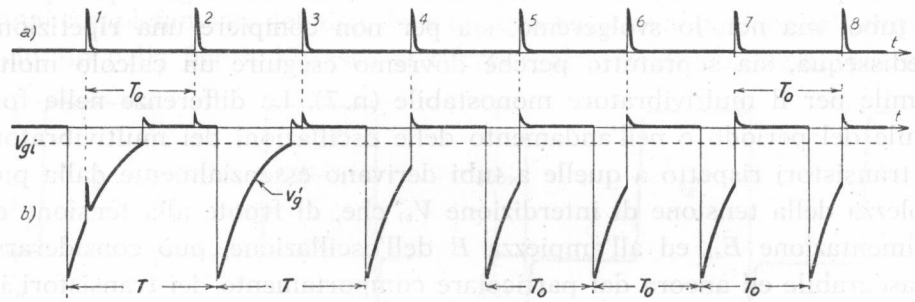


Fig. 18 — Sincronizzazione di un multivibratore con impulsi positivi applicati alla griglia di uno dei due tubi.

l'impulso *4* il quale, risultando applicato alla griglia in un momento in cui la sua tensione è prossima a V_{gi}, porta v_g' a superare V_{gi} dando così avvio prematuro allo scatto di commutazione; l'impulso *5* ed i successivi si vengono a trovare nella medesima condizione rispetto alla tensione di griglia e perciò provocano ciascuno lo scatto prematuro di commutazione. In tal modo, dall'istante t_1 in poi, gli scatti di commutazione avverranno sempre in coincidenza degli impulsi di sincronismo, così che il periodo del multivibratore diviene automaticamente T_0; appare da ciò come la sincronizzazione derivi da una forzata diminuzione del tempo τ_0 (n. 4) in cui il tubo *1* rimane alla interdizione.

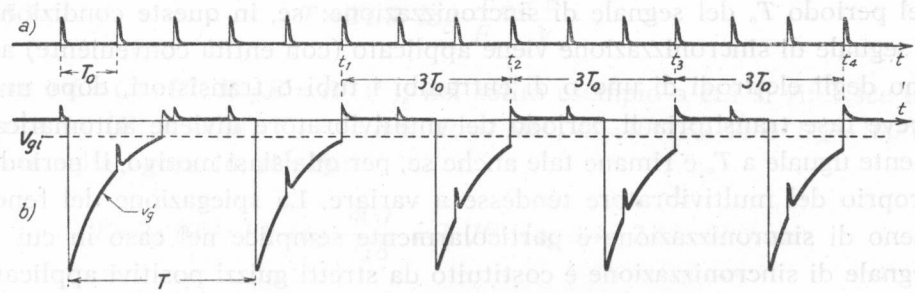


Fig. 19 — Illustrazione del fenomeno della demoltiplicazione di frequenza.

È possibile modificare il fenomeno in modo che il periodo T del multivibratore divenga un multiplo intero esatto di T_0, $n\,T_0$: per questo occorre preventivamente portare il periodo T ad un valore un po' maggiore

PREZZO L. 6.000 COMPRESA RILEGATURA

di nT_0 ed applicare gli impulsi di sincronismo come in precedenza. Nella figura 19 è illustrato il fenomeno nel caso in cui è $n=3$: gli impulsi che precedono l'istante t_1 sono senza effetto sul funzionamento del multivibratore; quello, invece, che capita all'istante t_1, trovando la tensione di griglia (o di base) prossima all'interdizione, provoca lo scatto di commutazione. Dopo questo istante, i successivi due impulsi non hanno effetto mentre il terzo provoca la successiva commutazione e così di seguito: il periodo del multivibratore risulta, quindi, automaticamente $3T_0$. Poichè la frequenza del multivibratore è $1/n$ di quella dei segnali di sincronismo, al fenomeno considerato si dà il nome di *demoltiplicazione di frequenza* [14].

6. — Circuito a scatto monostabile (Multivibratore monostabile).

Prenderemo ora in considerazione un circuito a scatto basato ancora sullo schema di principio della figura 2 ed assai simile al multivibratore già studiato, ma nel quale ciascuno dei due tubi o transistori rimane

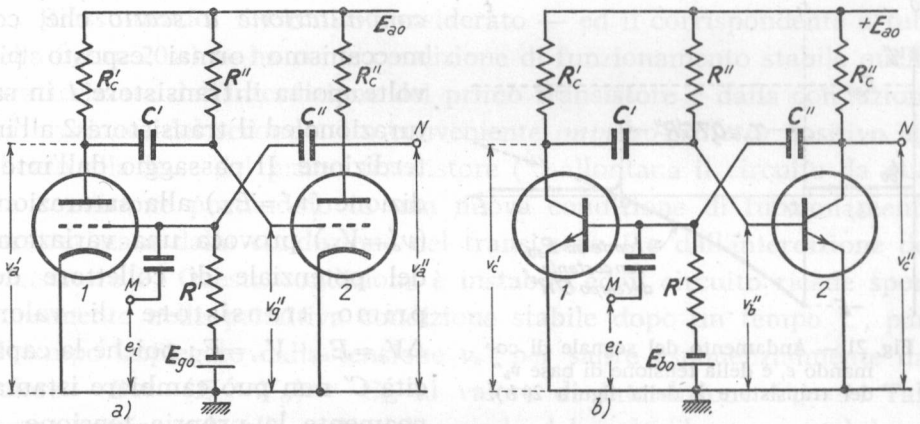


Fig. 20 — Trasformazione dei multivibratori di Abraham in circuiti a scatto monostabili: il tubo ed il transistore *1* sono normalmente all'interdizione.

stabilmente in un determinato stato (interdizione o conduzione) e se allontanato da esso mediante una sollecitazione esterna vi ritorna dopo

---

[14] - Altri particolari sulla demoltiplicazione di frequenze e sulle sue applicazioni alle misure possono ricavarsi dal testo: S. MALATESTA, E. SPORTOLETTI - *Misure radioelettroniche*, Cap. VIII, n. 9 (Ed. C. Cursi, Pisa).

un certo tempo: esso prende il nome di *circuito a scatto monostabile* o più spesso, ma meno propriamente, di *multivibratore monostabile.*

Il multivibratore di Abraham (figg. 9, 10) può essere trasformato da *circuito a scatto astabile* in *monostabile* semplicemente polarizzando uno dei due tubi o transistori in modo che esso risulti decisamente interdetto: ciò è fatto nella figura 20 per il tubo ed il transistore *1* mediante le batterie E_{ao} ed E_{bo}. Con riferimento al circuito a transistori — ma le medesime considerazioni valgono per quello a tubi — la tensione di collettore ha valore E_{ao} nel primo transistore (interdetto), mentre ha il valore V_{cs}, di pochi decimi di volt, nel secondo, che è mantenuto in saturazione dalla resistenza R_b connessa all'alimentatore (Cap. XI, n. 5).

Mentre il circuito si trova in queste condizioni del tutto stabili, supponiamo di applicare alla base del transistore *1* (punto *M* di fig. 20) una tensione e_i (fig. 21 *a*) che presenti all'istante t_1 un rapido impulso positivo (*impulso grilletto*) capace di portare momentaneamente la tensione di base al di sopra del valore V_{bi} di interdizione: esso dà origine immediatamente ad un *processo di commutazione a scatto* che, col meccanismo ormai esposto più volte, porta il transistore *1* in saturazione ed il transistore *2* all'interdizione. Il passaggio dall'interdizione ($v_c' = E_{ao}$) alla saturazione ($v_c' = V_{cs}$) provoca una variazione del potenziale di collettore del primo transistore di valore $\Delta V_c = E_{ao} - V_{cs} = E$; poichè la capacità C' non può cambiare istantaneamente la propria tensione, il potenziale v_b'' della base del secondo transistore deve subire un'identica diminuzione. Essendo esso solo leggermente positivo, con tale diminuzione esso diviene negativo assumendo praticamente il valore $-E$, largamente sufficiente ad assicurare l'interdizione del transistore *2*.

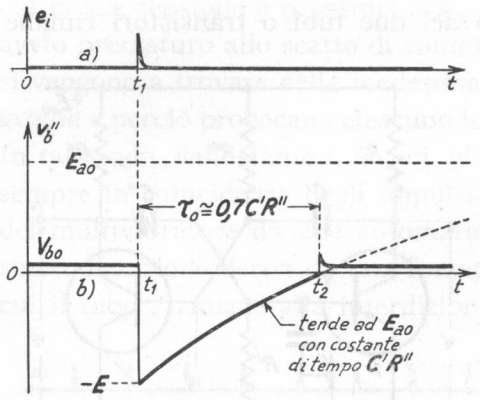


Fig. 21 — Andamento del segnale di comando e_i e della tensione di base v_b'' del transistore *2* della figura 20 *b*).

Poichè la base è connessa alla tensione di alimentazione tramite la resistenza R'', il potenziale $-E$ da essa assunto non può che derivare da una corrente che fluisce in R'' diretta dall'alimentatore verso il condensatore C'. Tale corrente non può sussistere indefinitamente, e difatti ten-

REZZO L. 6.000
OMPRESA RILEGATURA

de a zero con una rapidità dipendente dalla costante di tempo $C' R''$; anche la caduta di tensione in R'' prodotta dalla suddetta corrente tende a zero e perciò il potenziale di base, v_b'', dal valore $-E$ cresce tendendo esponenzialmente al valore E_{ao} della tensione di alimentazione con la legge indicata nella figura 21 *b*).

Il transistore *2* rimane all'interdizione per tutto il tempo in cui la tensione di base è inferiore alla tensione di interdizione V_{bi}, che coincide praticamente con lo zero: non appena v_b'' raggiunge tale valore (istante t_2) la corrente nel transistore *2* comincia a passare ed a crescere. A questo accrescimento corrisponde, col solito meccanismo, un nuovo processo di commutazione a scatto che porta il transistore *2* in forte conduzione (precisamente alla saturazione) ed il transistore *1* all'interdizione. Il circuito torna, con ciò, nella condizione in cui si trovava prima dell'impulso di avviamento ed in tale condizione rimane stabilmente per la presenza della tensione di polarizzazione E_{bo} che mantiene la tensione v_b' al di sotto del valore di interdizione: ormai, solo un successivo impulso-griletto può provocare nuovamente il funzionamento, con le modalità viste precedentemente.

Riassumendo: il circuito considerato — ed il corrispondente a tubi della figura 20 *a*) — ha come condizione di funzionamento stabile quella caratterizzata dall'interdizione del primo transistore e dalla conduzione (saturazione) del secondo. Un conveniente *impulso-grilletto* positivo applicato alla base del primo transistore ([15]) allontana il circuito da questa condizione portandolo in una nuova condizione di funzionamento caratterizzata dalla conduzione del transistore *1* e dall'interdizione del transistore *2*. Questa condizione è instabile ed il circuito ricade spontaneamente nella primitiva condizione stabile dopo un tempo τ_o, pari al tempo impiegato dalla tensione v_b'' per salire esponenzialmente dal valore $-E \cong -(E_{ao} - V_{cs}) \cong -E_{ao}$ al valore di interdizione $V_{bi} \cong 0$. Tale tempo corrisponde alla metà del periodo del multivibratore astabile attuato con gli stessi elementi (n. 3, form. 3) ed ha perciò l'espressione semplicissima:

$$\tau_o \cong 0{,}7\, C' R'' \quad ; \tag{1}$$

([15]) - Ma lo stesso accadrebbe se un impulso negativo fosse applicato alla base del transistore *2*. Anche un impulso applicato ai collettori (negativo per il primo transistore, positivo per il secondo) provoca l'inizio del processo.

nel circuito a tubi il tempo durante il quale il tubo *2* rimane interdetto è parimenti la metà del periodo del corrispondente moltivibratore astabile (n. 3, form. 2) ed ha perciò l'espressione:

$$(2) \qquad \tau_o = C' R'' \log \frac{E_{ao} + E}{E_{ao} - V_{gi}} ,$$

dove le varie grandezze hanno il significato visto nel n. 3.

Nel funzionamento del circuito a scatto il tubo od il transistore *1* si comporta come un *interruttore a tempo* che è *normalmente aperto* e si chiude dietro comando dell'impulso-grilletto rimanendo *chiuso* per il tempo τ_o dipendente dalle costanti del circuito: la sua tensione di collettore è normalmente uguale ad E_{ao} ($v_a' = E_{ao}$, $v_c' = E_{ao}$) e diviene V_{ao} o V_{cs} nell'intervallo di tempo τ_o. Per contro il tubo od il transistore *2* è un interruttore *normalmente chiuso*, che rimane *aperto* per un tempo τ_o dopo l'impulso di avviamento: la sua tensione di collettore ha normalmente il valore V_{ao} o V_{cs} e passa al valore E_{ao} nell'intervallo di tempo τ_o.

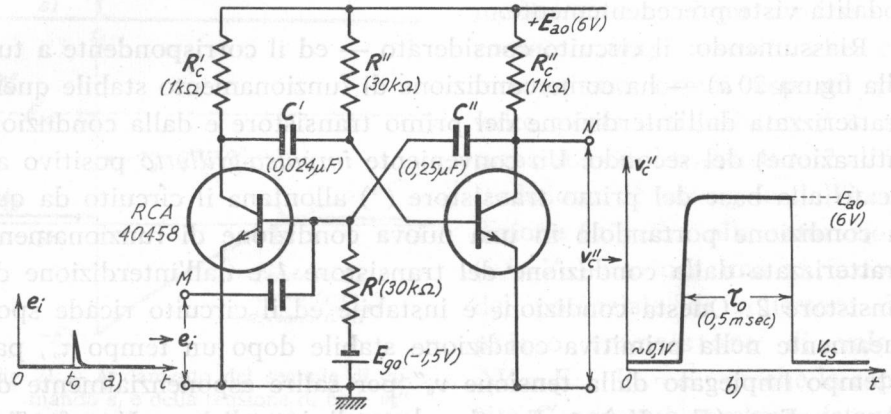


Fig. 22 — Tensioni d'entrata e di uscita in un circuito a scatto monostabile a transistori.

Analizzando il circuito dal punto di vista della forma dei segnali, il circuito a scatto monostabile può considerarsi un dispositivo che trasforma un segnale impulsivo e_i (fig. 22 *a*) applicato al suo ingresso (morsetto *M* nelle figure 20 e 22) in una tensione d'uscita (morsetto *N*) con andamento rettangolare di durata τ_o, come è indicato nel diagramma *b*) della figura 22 che si riferisce ad un circuito a transistori: la formazione di segnali rettangolari partendo da segnali impulsivi è senz'altro l'aspetto

PREZZO L. 6.000
COMPRESA RILEGATURA

più significativo e più sfruttato nelle applicazioni del circuito a scatto monostabile. Nella figura 23 è indicata tale funzione, nel caso di un multivibratore a tubi, per ottenere una successione (periodica o non) di im-

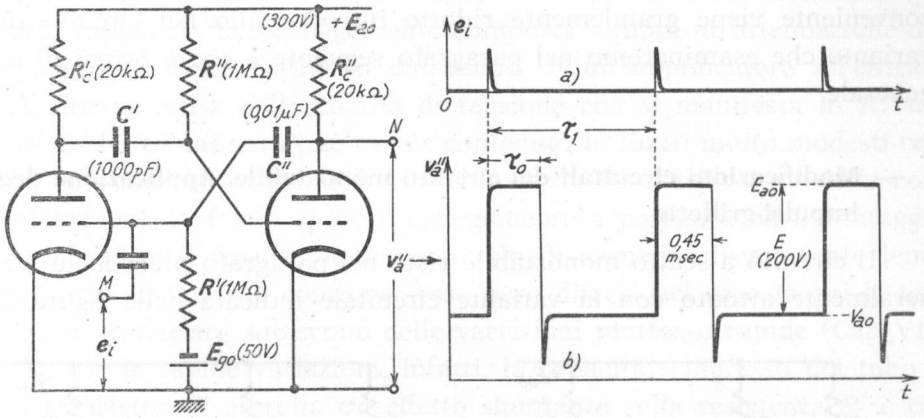


Fig. 23 — Successione di impulsi rettangolari di durata prefissata ottenuta da un *monostabile* a tubi partendo da una successione di stretti guizzi di tensione.

pulsi rettangolari ([16]) di durata τ_0 prefissata partendo da una successione di stretti guizzi di tensione: la durata τ_0 può essere regolata variando C' od R'', ma anche agendo sulla tensione di alimentazione E_{a0}. Gli impulsi rettangolari così ottenuti possono essere utilizzati quali segnali di comando di tubi o transistori usati in funzione di interruttori per ottenere, coi metodi visti nel capitolo precedente, tensioni a dente di sega, treni di oscillazioni sinusoidali, ecc.

Se si approfondisse lo studio del circuito studiato — come si è fatto nel n. 4 per il multivibratore astabile — si scoprirebbe una certa criticità nel dimensionamento della costante di tempo $C'' R'$, che, per contro, non interviene a stabilire la durata τ_0: essa deve essere molto maggiore della costante di tempo $C' R''$ da cui dipende τ_0 ma, con ciò, essa implica un lungo transitorio per il ritorno alle condizioni iniziali del circuito dopo la fine di durata τ_0. La conseguenza è che il multivibratore richie-

([16]) - Le acute punte inferiori presenti nel diagramma della tensione d'uscita sono manifestamente quelle medesime che si sono incontrate nei multivibratori astabili e la cui spiegazione è stata data nel n. 4. Esse mancano nel caso dei circuiti a transistori perchè, in conduzione, essi operano alla saturazione, in corrispondenza alla quale la tensione di collettore è praticamente invariabile.

de un certo tempo (*tempo morto*) prima di poter nuovamente funzionare; per cui se gli impulsi di comando non sono sufficientemente distanziati non si ha sempre la formazione di corrispondenti impulsi rettangolari utili (il multivibratore, come si suol dire, ...perde qualche colpo). L'inconveniente viene grandemente ridotto introducendo nel circuito una variante che esamineremo nel paragrafo seguente e che è ormai di uso generale.

7. — Modificazioni circuitali del circuito monostabile. Applicazione degli impulsi-grilletto.

Il circuito a scatto monostabile visto nel paragrafo precedente è generalmente attuato con la variante circuitale indicata nella figura 24,

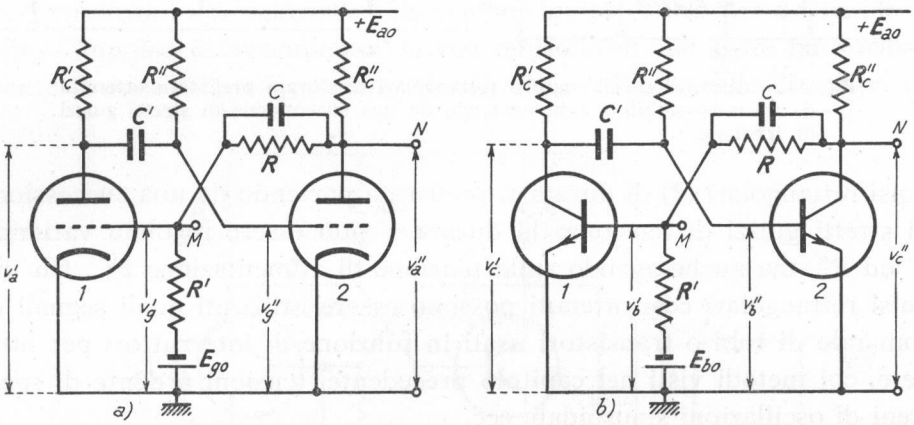


Fig. 24 — Circuiti a scatto monostabili con accoppiamento a partitore resistivo e controtensione.

consistente nel sostituire la capacità C'' con una resistenza R, che insieme ad R' costituisce un partitore resistivo: in parallelo ad R è poi posta una piccola capacità C che, come vedremo, ha essenzialmente funzione di compensazione nei riguardi della capacità d'entrata del primo tubo o transistore. Negli schemi non è indicato il modo con cui vengono introdotti gli impulsi di avviamento ma si può anche ammettere, in un primo tempo, che essi siano applicati nel punto M come negli schemi delle figure 21, 22, 23: vedremo poi come si opera effettivamente.

Facendo riferimento agli schemi di principio delle figure 2 e 3 del n. 2, si può dire che nel *monostabile* che stiamo studiando il collega-

REZZO L. 6.000
OMPRESA RILEGATURA

mento fra il primo amplificatore ed il secondo è del tipo a capacità e resistenza (e dal valore di tali elementi dipende il tempo τ_o), mentre quello fra il secondo ed il primo è del tipo *a partitore e controtensione* diffusamente impiegato negli *amplificatori per tensioni continue* ([17]). Come sappiamo, tale collegamento comporta sempre un'attenuazione del segnale che viene trasferito dall'uscita di un'amplificatore all'entrata dell'altro a causa della caduta di tensione che si manifesta in R: ma questo effetto dannoso può essere contenuto in limiti molto modesti con una conveniente progettazione (scelta di R, R' e del valore della controtensione). Di fronte a ciò il collegamento a partitore ha il vantaggio di consentire il trasferimento, non solo di segnali estremamente lenti, ma anche di tensioni continue: esso però difetta nel caso in cui le tensioni da trasferire subiscono delle variazioni piuttosto rapide (Cap. VII, n. 3). Per le rapide variazioni, infatti, la capacità d'ingresso del tubo o del transistore *1* esercita un effetto shuntante sulla resistenza R' e ciò provoca un aumento della caduta di tensione in R, che può risultare proibitivo specialmente per le variazioni di tensione a scatto. Si rimedia a questo inconveniente ponendo in parallelo ad R una capacità C (come è indicato sugli schemi della fig. 24), dimensionata in modo da diminuire la caduta in R provocata dalla capacità parassita; normalmente il suo valore è di poche decine di picofarad.

Come nel circuito esaminato nel numero precedente, il tubo od il transistore *2* sono normalmente conduttori ed il loro potenziale di collettore v_a'', v_c'') è molto basso di fronte alla tensione di alimentazione: le resistenze R, R' del partitore ed il valore della controtensione sono scelti in modo che il tubo od il transistore *1* siano all'interdizione. Se, ad un certo istante t_1, un impulso grilletto è applicato al primo tubo o transistore in modo da portarlo in conduzione, si verifica anche in questo caso il processo spontaneo di commutazione che rapidamente porta all'interdizione il secondo tubo o transistore ed in forte conduzione il primo. In questo stato il circuito rimane per un tempo τ_o legato alla costante di tempo $C'R''$ dalle medesime relazioni valide per i mul-

([17]) - Lo studio degli amplificatori per tensioni continue è stato svolto nel Cap. VII; per la comprensione del funzionamento del circuito a scatto in oggetto ed in quello bistabile che studieremo nel n. 10 è sufficiente la lettura dei nn. 1, 2, 3.

tivibratori della figura 20 (form. 1, 2 del n. 6):

$$(1)\qquad \begin{cases} \text{tubi:} & \tau_0 = C' R'' \log \dfrac{E_{ao}+E}{E_{ao}-V_{gi}} \ ; \\ \text{transistori:} & \tau_0 \cong 0{,}7\, C' R'' \ . \end{cases}$$

Dopo tale tempo — caratterizzato dal processo transitorio indicato nel diagramma *a*) della figura 25, che si riferisce al circuito a transistori disegnato nella figura stessa — si ha il nuovo processo di commutazione

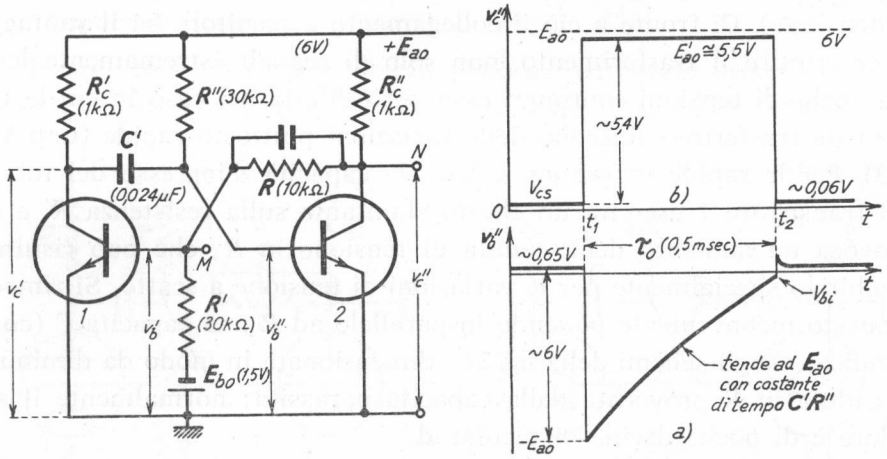


Fig. 25 — Andamento delle tensioni di base e di collettore del secondo transistore in un tipico circuito a scatto monostabile.

a scatto che riporta il primo tubo o transistore all'interdizione ed il secondo in conduzione. Mentre nei circuiti della figura 20 (n. 6) la commutazione è seguita da una fase di assestamento della carica del condensatore C'' — durante la quale non è possibile un successivo funzionamento a scatto (*tempo morto*) — nei monostabili che stiamo studiando, in cui C'' manca, ciò non avviene. Un'altra benefica conseguenza della sostituzione di C'' con la resistenza R è il miglioramento della forma dell'impulso di tensione che si ottiene all'uscita: come è mostrato nel diagramma *b*) della figura 25, esso può considerarsi praticamente rettangolare mancando l'inclinazione e l'arrotondamento del fronte in salita che si aveva nei circuiti della figura 20 e nei multivibratori astabili. Svolgeremo in appendice lo studio quantitativo del circuito monostabile della figura 25: qui vogliamo solo mettere in evidenza che la tensione d'uscita v_c'', nonostante che il transistore *2* sia all'interdizione, non rag-

REZZO L. 6.000
OMPRESA RILEGATURA

giunge esattamente il valore della tensione di alimentazione E_{ao}, ma si mantiene ad un valore E'_{ao} leggermente inferiore ad esso. Ciò è dovuto alla caduta di tensione (*0,5* V in figura) prodotta nella resistenza R_c'' dalla corrente che, attraverso R, entra nella base del transistore *1* e fa sì che questo sia in condizioni di saturazione.

Abbiamo fino ad ora indicato come mezzo per provocare il funzionamento del *monostabile* l'applicazione di un impulso-grilletto positivo alla griglia del tubo interdetto od alla base del transistore corrispondente. In pratica questo metodo è poco usato ed è sostituito da altri sistemi aventi lo scopo di evitare che, durante il funzionamento del monostabile, il segnale presente nel punto M (figg. 20-24) risulti applicato all'organo che produce il segnale a grilletto, causandovi possibili effetti

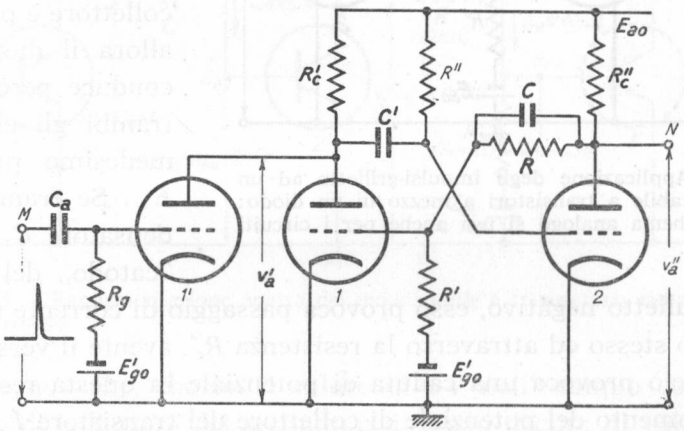


Fig. 26 — Applicazione degli impulsi-grilletto al circuito monostabile mediante un tubo ausiliario: un sistema analogo può essere usato anche per i circuiti a transistori.

dannosi. Uno di questi sistemi si basa sull'impiego di un ulteriore triodo (o transistore) posto in parallelo al tubo (o transistore) *1* nel modo indicato nella figura 26. Il nuovo tubo *1'* (*tubo grilletto*) è mantenuto costantemente all'interdizione della tensione E'_{go}: quando alla sua griglia è applicato un impulso-grilletto sufficientemente alto da portarlo in conduzione passa corrente in R_c' e ciò provoca una diminuzione della tensione anodica del tubo *1*: col solito meccanismo, ciò dà origine al processo cumulativo che porta il tubo *1* in conduzione ed il tubo *2* all'interdizione. Appena terminato l'impulso che ha dato l'avvio al fenomeno, il *tubo grilletto* torna all'interdizione e non produce alcun effetto

sul funzionamento del *monostabile* ([18]).

Un sistema più comune per l'applicazione degli impulsi-grilletto si vale di un diodo così polarizzato da risultare conduttore nel solo breve periodo di applicazione dell'impulso: nella figura 27 è mostrata l'introduzione di un tale sistema ad un monostabile a transistori ([19]); uno schema analogo varrebbe per i circuiti a tubi. Per comprendere il funzionamento del sistema ricordiamo che, a riposo, il transistore *1* è all'interdizione e perciò il potenziale del suo collettore è pari ad E_{ao}: allora il diodo *D* non conduce perchè ha entrambi gli elettrodi al medesimo potenziale E_{ao}. Se tramite il condensatore C_d giunge al "catodo„ del diodo un impulso-grilletto negativo, esso provoca passaggio di corrente i_d attraverso al diodo stesso ed attraverso la resistenza R_c', avente il verso indicato in figura: ciò provoca una caduta di potenziale in questa resistenza ed un abbassamento del potenziale di collettore del transistore *1*, a cui corrisponde, col meccanismo noto, la commutazione a scatto del circuito monostabile. È interessante notare che, appena il suddetto abbassamento di potenziale si manifesta, il diodo cessa di condurre (perchè la sua "placca" viene ad avere un potenziale più basso del "catodo„) ed il circuito monostabile risulta completamente isolato dal dispositivo che produce l'impulso grilletto.

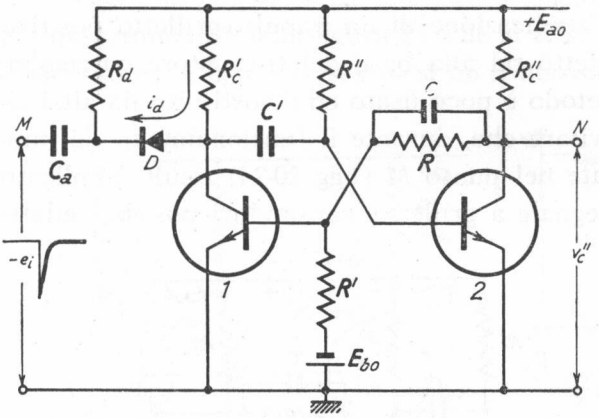


Fig. 27 — Applicazione degli impulsi-grilletto ad un monostabile a transistori a mezzo di un diodo: uno schema analogo si usa anche per i circuiti a tubi.

APPENDICE: ESAME QUANTITATIVO DEL CIRCUITO A SCATTO MONOSTABILE. Operando come nel n. 4 per il multivibratore astabile a tubi (fig. 11),

([18]) - Un sistema analogo a quello della figura 26 può essere usato per applicare il segnale di sincronizzazione ai multivibratori in funzionamento astabile (n. 5).

([19]) - Se al posto dei transistori *n-p-n* si usassero transistori *p-n-p*, oltre alla tensione di alimentazione, si dovrebbe invertire il diodo ed il segno dell'impulso di comando.

PREZZO L. 6.000 COMPRESA RILEGATURA

ricorreremo anche qui all'artifizio di *aprire l'anello* del monostabile a transistori della figura 24 *b*) nel modo indicato nella figura 28: naturalmente il transistore *1'* non è che il transistore *1* stesso, ripetuto per comodità a destra del transistore *2*.

Consideriamo la situazione del monostabile *a riposo*, cioè prima che un impulso-grilletto dia l'avvio al suo funzionamento: i transistori *1* e *2* sono rispettivamente in condizioni di interdizione e di saturazione. Pertanto la tensione di collettore del primo coincide con la tensone di ali-

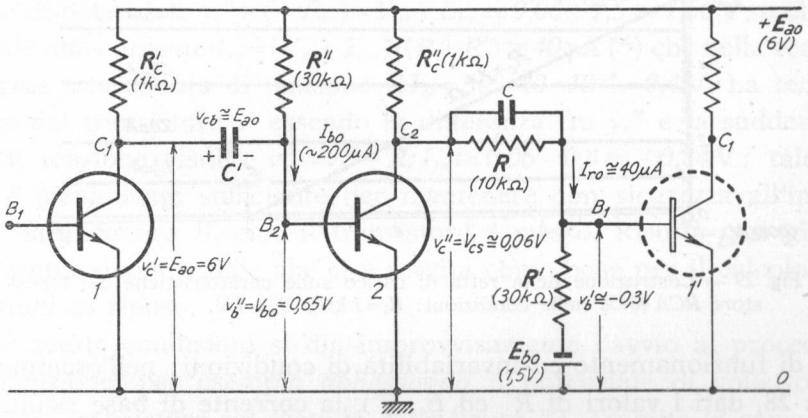


Fig. 28 — Rappresentazione aperta del *monostabile* a transistori: situazione *a riposo*.

mentazione, $v_c' = E_{ao}$, che ha il valore di 6 V nell'esempio considerato; la tensione di collettore del secondo è di pochi decimi di volt ed il suo valore effettivo V_{cs} può dedursi — almeno teoricamente — dalle caratteristiche di collettore col metodo della retta di carico (fig. 29). All'atto pratico il valore di V_{cs} risulta così piccolo che è difficilmente apprezzabile sulla scala delle ascisse: nei cataloghi sono peraltro fornite normalmente delle curve che consentono di ricavare direttamente il valore di V_{cs} in corrispondenza ad ogni valore della corrente di collettore; nell'esempio a cui si riferisce la figura 29 risulta appena $V_{cs} = 0{,}06$ V, come è indicato nello schema della figura 28.

Nella figura 29 le condizioni del transistore in saturazione sono rappresentate dal punto P_s di ascissa V_{cs} ($\cong 0{,}06$ V) ed ordinata I_{cs} ($\cong$ $\cong E_{ao}/R_c \cong 6$ mA); la minima corrente di base necessaria per ottenere la saturazione è quella che corrisponde alla più bassa caratteristica che

passa per P_s ed è $I_{bs} \cong 46\ \mu A$ ([20]). Qualsiasi corrente di base superiore a questo valore mantiene il transistore in saturazione ed è costume operare con correnti varie volte maggiori di I_{bs} per ottenere grande sicu-

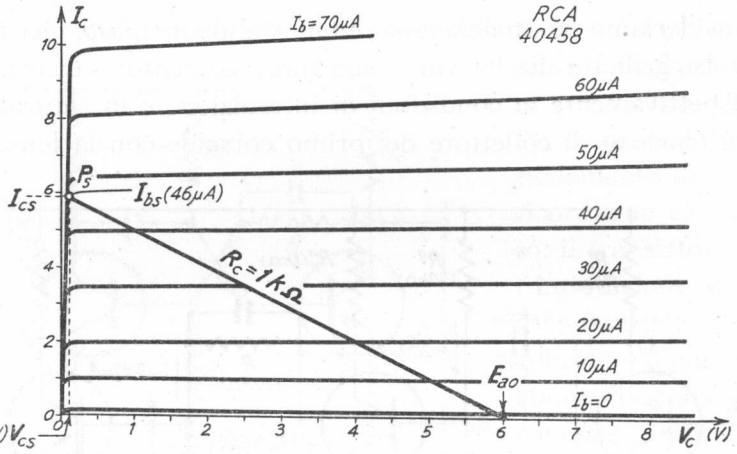


Fig. 29 — Costruzione della retta di carico sulle caratteristiche del transistore *RCA 40458* nelle condizioni: $R_c=1\ k\Omega$, $E_{ao}=6$ V.

rezza di funzionamento ed invariabilità di condizioni; nell'esempio della figura 28, dati i valori di R'' ed E_{ao} ([21]), la corrente di base risulta $I_{bo} \cong \cong 200\ \mu A \cong 4\ I_{bs}$. La tensione di base corrispondente a questa corrente — normalmente pochi decimi di volt — può essere determinata servendosi della caratteristica di base (Vol. I, Cap. IX, n. 6) o di altri dati forniti dai cataloghi: nell'esempio considerato essa risulta $V_{bo} \cong 0{,}65$ V, come è indicato nella figura 28.

([20]) - Non sempre, dalle caratteristiche, il valore di I_{bs} è facilmente individuabile, come appunto avviene nel caso considerato. È peraltro possibile ricavarne il valore approssimato tenendo presente che la corrente di collettore e la corrente di base sono *praticamente* proporzionali fra loro: nei cataloghi è spesso fornito il valore (in varie condizioni di funzionamento) dal coefficiente di proporzionalità che è detto *beta statico*, β_{st}, spesso indicato col simbolo h_{FE}. Ammessa allora la relazione $I_c=\beta_{st} I_b$ si ricava $I_{bs}=I_{cs}/\beta_{st}$: nell'esempio considerato dai dati di catalogo si ricava il valore $\beta_{st} \cong 130$ da cui deriva appunto $I_{bs} \cong 6 \cdot 10^{-3}/130 \cong 46 \cdot 10^{-6}$ A.

([21]) - Il valore della corrente di base dovrebbe dedursi dalla caratteristica di base col metodo della retta di carico (Vol. I, Cap. IX, n. 6, fig. 19), ma è più semplice servirsi del seguente metodo approssimato. Detta V_{bo} la tensione di base, ai capi della resistenza R'' si ha la differenza di potenziale $E_{ao}-V_{bo}$ per cui la corrente che l'attraversa ed entra nella base ha il valore $(E_{ao}-V_{bo})/R''$; ma V_{bo} è normalmente abbastanza piccola di fronte ad E_{ao} da potersi trascurare, per cui si ha approssimativamente $I_{bo} \cong E_{ao}/R''$.

I valori trovati ci consentono di dedurre sia la tensione a cui è carico il condensatore C', sia la tensione v_b' che, applicata alla base del transistore *1'*, lo mantiene all'interdizione. La tensione a cui è carico il condensatore C', v_{cb}, è la differenza fra il potenziale di collettore del primo transistore ed il potenziale di base del secondo $v_{cb} = v_c' - v_b'' = E_{ao} - V_{bo}$; poichè V_{bo} è sempre abbastanza piccola di fronte ad E_{ao} (*0,65* V di fronte a *6* V nell'esempio considerato) si ha semplicemente $v_{cb} \cong E_{ao}$ come è indicato nella figura 28. Per determinare il valore di v_b' osserviamo che alla serie delle due resistenze R ed R' del partitore è applicata una differenza di potenziale $v_c'' - (-E_{bo}) = V_{cs} + E_{bo} \cong 0{,}06 + 1{,}5 \cong 1{,}56$ V; a ciò corrisponde una corrente $I_{ro} = (V_{cs} + E_{bo})/(R + R') \cong 40$ μA [22] che nella resistenza R crea una caduta di tensione $RI_{ro} = 10^4 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 0{,}4$ V. La tensione di base del transistore *1'* essendo la differenza fra v_c'' e la suddetta caduta di tensione risulta $v_b' = v_c'' - R_c I_{ro} \cong 0{,}06 - 0{,}4 \cong -0{,}34$ V; tale tensione è pienamente sufficiente per mantenere con sicurezza all'interdizione il transistore *1'*, cioè il transistore *1* stesso. Risulta così giustificata l'ammissione iniziale che ci è servita come base per il calcolo delle condizioni di riposo.

In queste condizioni si dia improvvisamente l'avvio al processo di commutazione, per esempio *abbassando* il potenziale di collettore v_c' del primo transistore col metodo della figura 27. Tramite la capacità C' (la cui tensione non può cambiare istantaneamente) l'abbassamento di tensione si ripercuote sulla tensione di base v_b'' del transistore *2*, traducendosi in un aumento del suo potenziale di collettore: il collegamento a partitore riporta tale aumento sul potenziale di base v_b' del transistore *1'*, ossia del primo transistore. Ciò produce un aumento della sua corrente di collettore che provoca una diminuzione del suo potenziale di collettore, la quale va ad esaltare quella diminuzione iniziale da cui ha preso l'avvio il processo. Questo assume quindi il noto carattere cumulativo e provoca la commutazione a scatto dello stato dei transistori: il primo passa così in conduzione raggiungendo la saturazione, mentre il secondo passa all'interdizione.

I brusco passaggio del transistore *1* dall'interdizione alla saturazione provoca un violento balzo in discesa del potenziale del suo collettore

---

[22] - Tale corrente è abbastanza piccola di fronte a quella che fluisce in R_c'' e nel transistore *2* ($I_{cs} \cong 6$ mA), così che il suo effetto è trascurabile nello stabilire il potenziale di collettore v_c''.

(punto C_1 nel circuito della fig. 28): poichè la capacità C' non può modificare istantaneamente la sua tensione, anche il potenziale della base del transistore *2* (punto B_2) deve subire un'identica diminuzione. Siccome esso era uguale a V_{bo} ($\cong 0{,}65$ V), diverrà abbondantemente negativo, portando il transistore *2* all'interdizione, come già sappiamo. Lo studio del transitorio che fa seguito a ciò può compiersi valendosi del circuito della figura 30 *a*), estratto da quello completo della figura 28: dato il valore relativamente grande della resistenza R'' ed il conseguente debole valore

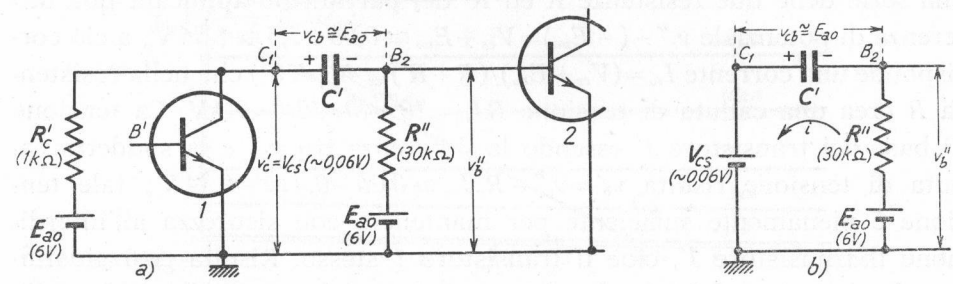


Fig. 30 — Circuiti equivalenti per lo studio del transitorio che segue il passaggio in conduzione del transistore *1*.

della corrente che in essa può circolare, non si commette errore apprezzabile sostituendo tutta la parte a sinistra della capacità C' con un generatore di f. e. m. pari a V_{cs} ($\cong 0{,}06$ V), come è fatto nello schema *b*) della figura 30.

Nel circuito fluisce una corrente i che ha il verso della freccia e, dati i valori delle tensioni presenti, ha l'espressione:

$$(2) \qquad I = \frac{E_{ao} + v_{cb} - V_{cs}}{R''} = \frac{E_{ao} + E_{ao} - V_{cs}}{R''} \; ;$$

dato l'esiguo valore di V_{cs} ($\sim 0{,}06$ V) di fronte a $2E_{ao}$ si può semplicemente scrivere $I \cong 2E_{ao}/R''$. Partendo da questo valore la corrente tende a zero esponenzialmente con la legge:

$$(3) \qquad i = \frac{2E_{ao}}{R''} e^{-\tau/C'R''} \; ,$$

dove τ è il tempo contato a partire dall'istante t_1 della commutazione e $C'R''$ è la costante di tempo del circuito.

La tensione v_b'' — che è manifestamente uguale ad E_{ao} meno la caduta di tensione prodotta in R'' dalla suddetta corrente — avrà l'espressione:

$$(4) \qquad v_b'' = E_{ao} - R''\, i = E_{ao} - 2E_{ao}\, e^{-\tau/C'R''} = E_{ao}(1 - 2\, e^{-\tau/C'R''}) \; ;$$

per $\tau = 0$ (cioè all'istante t_1) essa è uguale a $-E_{ao}$ [23] e tende al valore $+E_{ao}$ al tendere ad infinito di τ; l'andamento di v_b'' è quindi quello già indicato nel diagramma *a*) della figura 25. La formula (4) consente di calcolare il tempo τ_o in cui il transistore *2* rimane all'interdizione: è il tempo che v_b'' impiega per passare da $-E_{ao}$ al valore V_{bi} in cui il transistore comincia a condurre. Sostituendo τ_o e V_{bi} nella (4) si ha:

$$(5) \qquad V_{bi} = E_{ao}(1 - 2\,e^{-\tau_o/C'R''}) \ ;$$

operando come nel n. 4 (form. 11-14) si ottiene agevolmente:

$$(6) \qquad \tau_o = C'R''\ log\ \frac{2E_{ao}}{E_{ao} - V_{bi}} \ .$$

Nei comuni transistori V_{bi} è praticamente zero, per cui l'espressione precedente diviene:

$$(7) \qquad \tau_o \cong C'R''\ log 2 \cong 0{,}7\,C'R'' \ ,$$

che è la formula (1) già indicata.

Durante il tempo τ_o il transistore *2* è all'interdizione e si comporta come un interruttore aperto: lo schema equivalente —— agli effetti del collegamento col transistore *1* — è allora quello indicato nella figura 31 *a*), dedotto dal circuito completo della figura 28. Per effetto del forte valore raggiunto da v_c'', la base del transistore *1'* diviene positiva ed offre al passaggio di corrente una resistenza R_{eq} piccolissima (di fronte ad R ed R'). Tale resistenza praticamente cortocircuita il ramo costituito da R' ed E_{bo}, per cui lo schema diviene approssimativamente quello *b*) della figura 31: da esso si può desumere il valore approssimato della corrente di base i_b', che è $i_b' = E_{ao}/(R_c'' + R + R_{eq})$. All'atto pratico R_{eq} è così piccola di fronte ad R da potersi trascurare; nell'esempio considerato si ha allora:

$$(8) \qquad i_b' \cong \frac{E_{ao}}{R_c'' + R} \cong \frac{6}{11 \cdot 10^3} \cong 5{,}4 \cdot 10^{-4}\ \mathrm{A} \ ,$$

---

[23] - La giunzione base-emettitore è dunque sottoposta a tale tensione inversa; se essa è eccessiva può dar luogo ad una *scarica per effetto Zener*. Poichè per ogni transistore esiste una massima tensione inversa tollerabile per la giunzione base-emettitore, la tensione di alimentazione dovrà essere inferiore ad essa. Nell'esempio considerato la massima tensione inversa è *8* V, mentre la tensione di alimentazione è stata mantenuta al valore $E_{ao} = 6$ V; con speciali accorgimenti, basati sull'introduzione di diodi nel circuito, è però possibile lavorare con tensioni più alte che consentono di ottenere segnali d'uscita più forti.

ben superiore al valore I_{bs} ($\cong 46\ \mu A$) necessario per mantenere in saturazione il transistore (fig. 29). La corrente i_b', circolando in R_c'', crea in essa una caduta di tensione $R_c'' i_b' = 10^3 \cdot 5{,}4 \cdot 10^{-4} = 0{,}54$ V; la tensione di

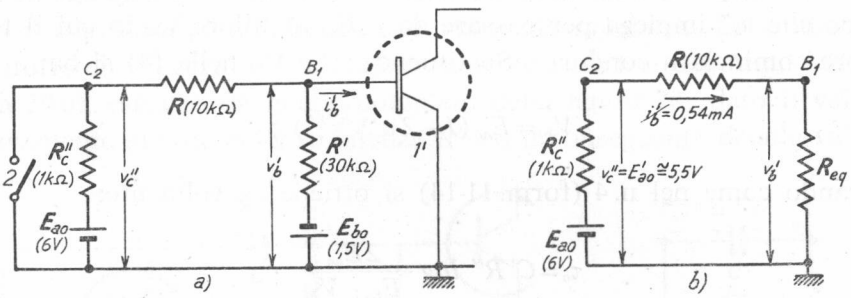


Fig. 31 — Circuiti equivalenti per lo studio del collegamento fra i transistori *2* ed *1* quando il transistore *2* è interdetto.

collettore del transistore *2* all'interdizione non ha perciò il valore E_{ao}, ma un valore E'_{ao} inferiore di *0,54* V e cioè $E'_{ao} = E_{ao} - R_c'' i_b' \cong 5{,}5$ V, come è indicato nella figura 31. Risulta così determinato l'andamento ed il valore della tensione di collettore del transistore *2*, già indicati nel diagramma *b*) della figura 25.

Quanto è stato ricavato sopra vale per tutto il tempo τ_o in cui il transistore *2* è mantenuto all'interdizione; all'istante $t_2 = t_1 + \tau_o$ in cui esso riprende a condurre (fig. 25 *a*) si ha una nuova commutazione a scatto che riporta il transistore *2* in saturazione ed il transistore *1* all'interdizione. Si ha anche qui un nuovo transitorio, a cui corrisponde la piccola punta superiore di v_b'', visibile nel diagramma *a*) della figura 25; esso incide molto poco nel meccanismo generale di funzionamento del monostabile, per cui prescinderemo dal suo studio ([24]).

Lo studio del circuito a scatto monostabile a tubi potrebbe farsi seguendo la falsariga di quello ora svolto per i transistori ed appoggiandosi all'esame quantitativo fatto nel n. 4 per il multivibratore astabile; esso non sarà, peraltro, svolto per non appesantire ulteriormente la trattazione.

([24]) - Esso potrebbe compiersi in maniera analoga a quanto è stato fatto nel n. 4 per il multivibratore astabile a tubi (fig. 12).

8. — **Multivibratore (monostabile ed astabile) ad accoppiamento di emettitore.**

Un'importante classe di circuiti a scatto, detti *ad accoppiamento di emettitore*, ha come schema di principio quello indicato nella figura 32: ogni variazione di v_a viene riportata all'emettitore, tramite l'amplificatore, moltiplicata per $+A$. Poichè la griglia del tubo è a potenziale fisso e l'azione di comando sul tubo è prodotta dalla differenza di potenziale fra griglia e catodo, lo schema risulta del tutto equivalente a quello della fig. 2 (n. 2), nel quale il catodo è a potenziale fisso ed alla griglia sono applicate le variazioni di v_a moltiplicate per $-A$. Valgono pertanto per lo schema della figura 32 le medesime proprietà già viste per lo schema della figura 2 (n. 2): in particolare anche nello schema della figura 32 il tubo è inevitabilmente spinto

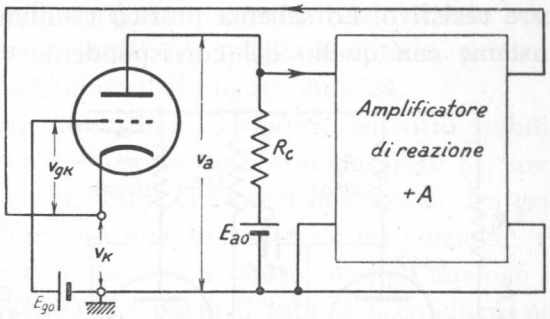


Fig. 32 — Schema di principio dei circuiti a scatto *ad accoppiamento di emettitore.*

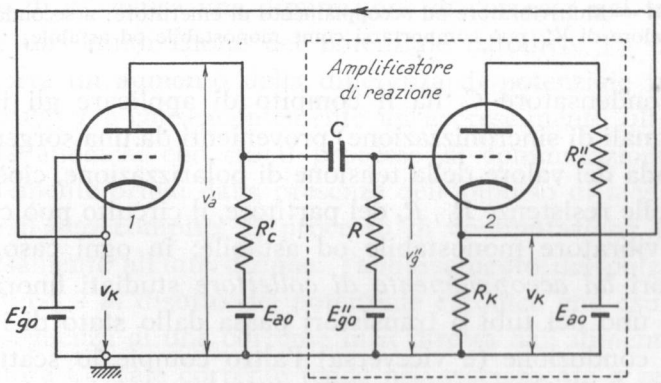


Fig. 33 — Circuito a scatto basato sullo schema di principio della figura 32.

a comportarsi come un interruttore aperto o chiuso e, se viene allontanato da uno di questi stati, precipita a scatto nell'altro.

Come per i circuiti a scatto basati sullo schema della figura 2, anche qui l'amplificatore di reazione è costituito da un unico tubo la cui griglia

è collegata capacitivamente alla placca del primo tubo: l'amplificatore è a doppia uscita (Cap. III, nn. 9, 10) e la sua uscita catodica è riportata sul catodo del primo tubo, mediante collegamento diretto dei catodi dei due tubi, come è indicato nella figura 33, così da stabilire l'*accoppiamento di emettitore* (Cap. IV, n. 5). All'atto pratico E''_{go} è sempre scelta uguale ad E_{ao} mentre E'_{go} è una frazione di E_{ao} ottenuta con un partitore resistivo. Lo schema pratico risultante è riportato nella figura 34, insieme con quello del corrispondente circuito a transistori; nei due

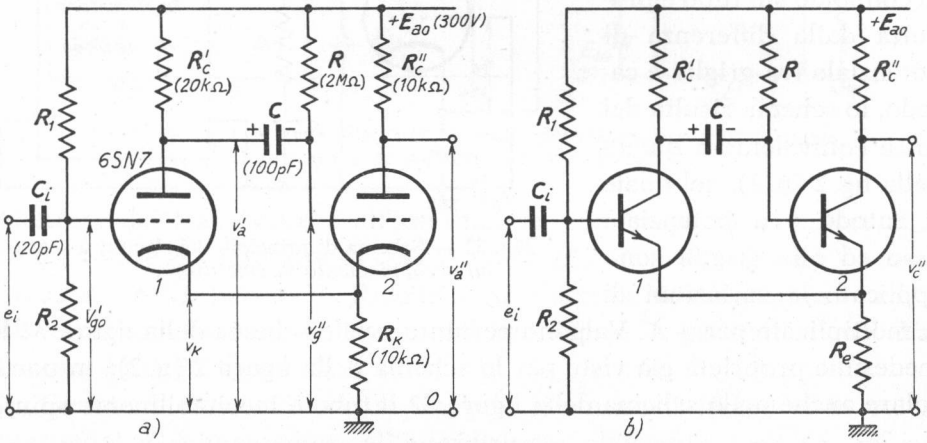


Fig. 34 — Multivibratore ad accoppiamento di emettitore: a seconda del valore di V'_{go} può comportarsi come monostabile od astabile.

schemi il condensatore C_i ha il compito di applicare gli impulsi-grilletto (o i segnali di sincronizzazione) provenienti da una sorgente esterna.

A seconda del valore della tensione di polarizzazione, cioè a seconda dei valori delle resistenze R_1, R_2 del partitore, il circuito può comportarsi come multivibratore monostabile od astabile; in ogni caso, come nei multivibratori *ad accoppiamento di collettore* studiati finora, vedremo che quando uno dei tubi o transistori passa dallo stato di interdizione a quello di conduzione (e viceversa) l'altro compie lo scatto opposto.

Con riferimento al circuito a tubi, per il funzionamento monostabile il tubo *1*, in condizioni di riposo, è mantenuto all'interdizione dando alla sua griglia (per mezzo del partitore R_1, R_2) un potenziale ([25]) V'_{go}

([25]) - Nel circuito di figura 34 accorre fare una distinzione fra il *potenziale* degli elettrodi (rispetto a massa) e la loro *tensione* rispetto all'emettitore, il quale ha un potenziale diverso da zero (Cap. III, n. 1).

sufficientemente basso di fronte al potenziale V_{ko} del catodo, che è positivo a causa del passaggio della corrente anodica del secondo tubo. La griglia del tubo *2*, collegata al morsetto positivo dell'alimentatore anodico tramite la resistenza R molto grande (dell'ordine di $1 \div 2\,M\Omega$) si porta automaticamente ad un potenziale praticamente uguale al potenziale catodico ([26]), per cui il tubo si trova nello stato di conduzione. In definitiva, a riposo il tubo *1* è all'interdizione mentre il tubo *2* è in conduzione con tensione praticamente nulla fra griglia e catodo, proprio come avveniva nel circuito monostabile delle figure 20 e 24.

Essendo il circuito in queste condizioni di riposo, del tutto stabili, si applichi alla griglia del primo tubo, tramite il condensatore C_i, uno stretto impulso positivo (impulso-grilletto) che porti la tensione fra griglia e catodo ad un valore superiore alla tensione di interdizione; si verifica allora un processo di commutazione a scatto (di tipo analogo a quelli visti nei paragrafi precedenti) che porta il tubo *1* a condurre ed il tubo *2* alla interdizione. La commutazione avviene nel modo seguente: non appena la tensione fra griglia e catodo del primo tubo supera la tensione d'interdizione, inizia il passaggio di corrente anodica e, di conseguenza, il potenziale anodico v_a' diminuisce dal valore E_{ao} che aveva a riposo. La diminuzione di v_a' si traduce in una diminuzione di v_g'' dato che la tensione del condensatore C non può variare istantaneamente; la diminuzione di v_g'' causa una diminuzione di corrente nel tubo *2* a cui corrisponde una diminuzione del potenziale catodico. La diminuzione di v_k comporta un aumento della differenza di potenziale fra griglia e catodo nel tubo *1* e conseguentemente un accrescimento ulteriore della sua corrente anodica; con ciò il processo di commutazione prosegue, indipendentemente ormai dalla presenza dell'impulso di avviamento che ha esaurito il suo compito. Il processo di commutazione termina col tubo *2* decisamente all'interdizione: l'abbassamento del potenziale della griglia del tubo *2* al disotto del potenziale catodico che causa l'interdizione è conseguenza di una corrente in R diretta dall'alimentatore verso il condensatore C. Tale corrente tende necessariamente a zero e perciò il potenziale v_g'' risale tendendo al valore E_{ao} (come nelle figg. 9, 21 e 25):

([26]) - Infatti se la griglia è positiva (anche debolmente) di fronte al catodo, il complesso griglia-catodo si comporta come un diodo che ha una resistenza R_{eq} piccolissima di fronte ad R: risulta di conseguenza piccolissima anche la caduta di potenziale in R_{eq} (cioè la differenza di potenziale fra griglia e catodo) di fronte alla caduta in R.

arriva un momento nel quale la differenza di potenziale fra griglia e catodo raggiunge l'interdizione e nel tubo *2* riprende a passare corrente. Ha allora luogo una nuova (ma, questa volta, spontanea), commutazione a scatto che riporta il tubo *1* all'interdizione ed il tubo *2* in conduzione: il circuito è, con ciò, ritornato nella condizione stabile di riposo, da cui può essere allontanato solamente da un nuovo impulso di avviamento.

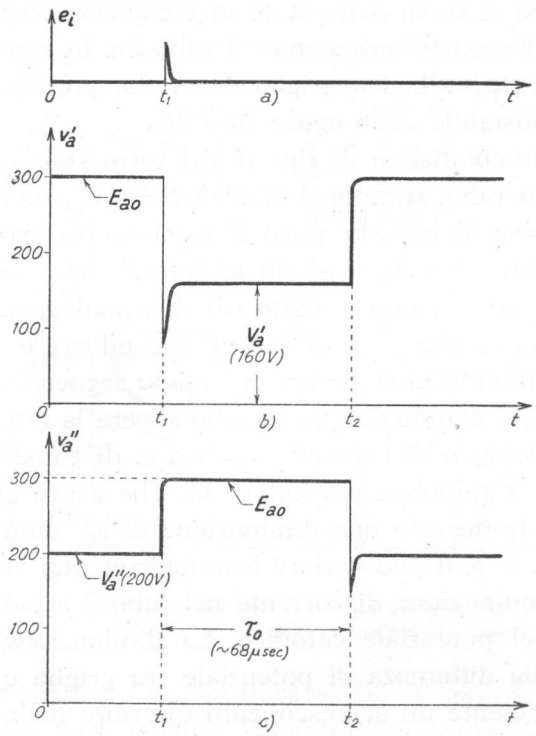


Fig. 35 — Andamento dei potenziali di placca nel multivibratore monostabile ad accoppiamento di emettitore a tubi.

L'andamento dei potenziali delle placche dei due triodi è qualitativamente il medesimo di quello che si ha negli altri circuiti a scatto considerati precedentemente (*multivibratori ad accoppiamento di collettore*): esso è indicato nella figura 35 relativamente all'esempio particolare a cui si riferiscono i dati contenuti nello schema della figura 34 *a*) (esempio che sarà studiato quantitativamente nel paragrafo seguente). La durata τ_0 dell'intervallo di tempo, successivo all'impulso di avviamento, in cui il tubo *1* conduce, è legata (come nel multivibratore ad accoppiamento anodico) alla costante di tempo CR, ma dipende anche ([27]) dal valore V'_{go} del potenziale di riposo della griglia del tubo *1*: a valori più o meno grandi di V'_{go} (ottenuti regolando le resistenze $R_1 R_2$ del partitore) corrispondono durate τ_0 più o meno lunghe. Si trova anzi che, con un opportuno dimensionamento del circuito, *la durata* τ_0 *può può essere resa una funzione praticamente lineare della tensione* V'_{go}. Questa proprietà ha notevole applicazione, specialmente nella tecnica radar, per ottenere intervalli di tempo regolabili; un esempio particolare

([27]) - La ragione di ciò sarà vista nel paragrafo seguente.

di applicazione è schematizzato nella figura 36. Una successione periodica di guizzi di tensione (fig. 36 *a*) fornisce gli impulsi-grilletto ad un multivibratore monostabile; conseguentemente sulla placca del tubo *2* si ha la tensione indicata nel diagramma *b*). Essa è applicata ad un *formatore di guizzi a resistenza* e capacità il quale fornisce in uscita (con le modalità studiate nel n. 7 del Cap. XI) la tensione e_u indicata nel diagramma *c*). Gli impulsi negativi, che corrispondono ai fronti discendenti dei segnali rettangolari *b*), risultano ritardati rispetto agli impulsi originari *a*) di un intervallo di tempo τ_o: si ha in tal modo la possibilità di ottenere una successione periodica di impulsi ritardati rispetto a quelli originari di una quantità regolabile agendo sulla tensione E'_{go}, cioè semplicemente sul partitore resistivo $R_1 R_2$ (fig. 34). In questa applicazione il circuito a scatto studiato è spesso denominato *multivibratore di ritardo.*

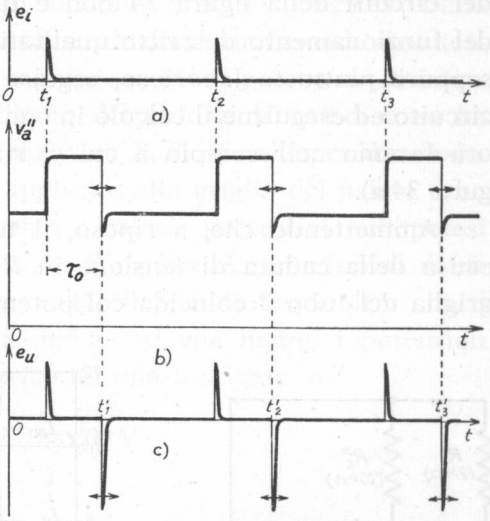


Fig. 36 — Metodo per ottenere, mediante un multivibratore monostabile, una successione di impulsi ritardati rispetto ad una successione data (le doppie frecce indicano la possibilità di regolazione della posizione dei fronti e degli impulsi).

La variazione di V'_{go}, sfruttata per ottenere la regolazione di τ_o, deve essere contenuta entro una limitata gamma di valori e, comunque, deve sempre essere tale da mantenere, a riposo, il tubo *1* all'interdizione. Se V'_{go} è portato ad un valore tale che, a riposo, il primo tubo non sia all'interdizione, non si ha più la condizione di funzionamento stabile: *il circuito a scatto diviene un multivibratore astabile*, nel quale i due tubi passano alternativamente dall'interdizione alla conduzione e viceversa. Anche in queste condizioni il circuito considerato ha frequente applicazione ed è usato in alternativa col multivibratore di Abraham.

Le considerazioni svolte per il circuito a tubi potrebbero essere ripetute in maniera praticamente identica per il circuito a transistori della figura 34 *b*): l'andamento delle tensioni di uscita — a parte la scala delle ordinate — è analogo a quello indicato nella figura 35, ma non esistono gli stretti guizzi di tensione inferiori, tipici dei circuiti a triodi.

9. — Calcolo del circuito monostabile ad accoppiamento di emettitore in un esempio particolare.

Data la stretta interdipendenza fra i potenziali dei vari elettrodi dei circuiti della figura 34 non è facile fare una trattazione generale del funzionamento descritto qualitativamente nel n. 8; è però possibile, seppure piuttosto laborioso, seguire in dettaglio il funzionamento del circuito ed eseguirne il calcolo in ogni singolo caso particolare. È quanto ora faremo nell'esempio a cui si riferiscono i dati contenuti nella figura 34 *a*).

Ammettendo che, a riposo, il tubo *1* sia all'interdizione e che, a causa della caduta di tensione in R, il potenziale di riposo V''_{go} della griglia del tubo *2* coincida col potenziale catodico V_{ko}, è agevole deter-

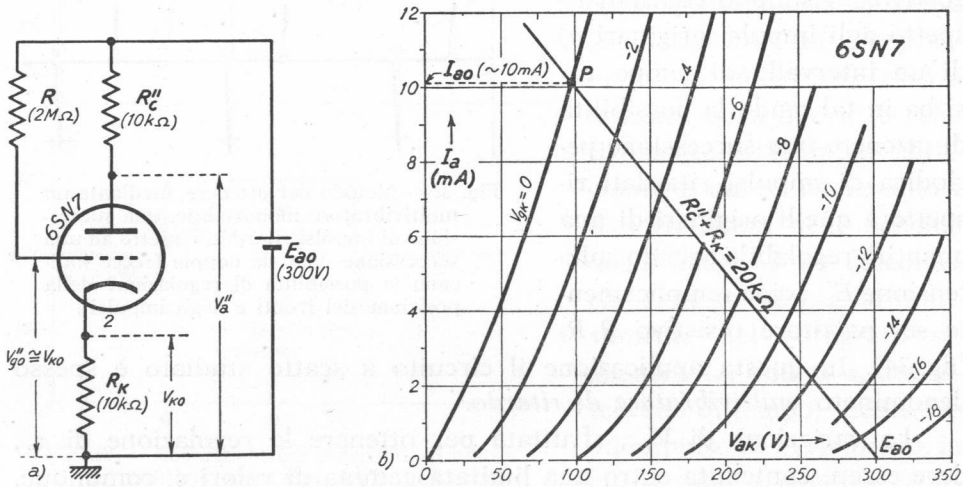


Fig. 37 — Condizioni di funzionamento a riposo del tubo *2*.

minare la condizione di funzionamento del tubo *2* osservando che in serie ad esso si ha una resistenza $R_c'' + R_k = 20\,\text{k}\Omega$ (fig. 37 *a*); pertanto il punto di funzionamento a riposo del tubo *2* è l'intersezione P della retta di carico $R_c'' + R_k = 20\,\text{k}\Omega$ con la caratteristica $V_{gk} = 0$ (fig. 37 *b*). Si può allora ricavare la corrente di riposo, che risulta $I_{ao} = 10^{-2}\,\text{A}$, e da questa i potenziali:

$$(1)\qquad \begin{cases} V_{ko} = R_k I_{ao} \cong 10^4 \cdot 10^{-2} = 100\,\text{V}\ ; \\ V_a'' = E_{ao} - R_c'' I_{ao} \cong 300 - 100 = 200\,\text{V}\ ; \\ V_{go}'' = V_{ko} \cong 100\,\text{V}\ . \end{cases}$$

Risulta così determinato anche il potenziale catodico del primo tubo che è $V_{ko} \cong 100$ V; poichè il potenziale anodico del primo tubo (che è all'interdizione) coincide con $E_{ao} = 300$ V, ne deriva che la differenza di potenziale fra placca e catodo del primo tubo è $E_{ao} - V_{ko} \cong 200$ V. Dalla figura 37 *b*) appare che a questa tensione anodica corrisponde una tensione di interdizione $V'_{gi} \cong -12$ V; se ne deduce che il *potenziale* di interdizione del primo tubo è 12 V al disotto del potenziale catodico ed ha pertanto il valore $V_{ko} - 12 \cong 88$ V. Il partitore $R_1 R_2$ deve essere dimensionato in modo tale che il potenziale applicato alla griglia del primo tubo sia inferiore a tale valore: svolgeremo i calcoli successivi nell'ipotesi che il potenziale di riposo di griglia sia $V'_{go} = 70$ V. Le condizioni di riposo sono in tal modo completamente stabilite; notiamo inoltre che il condensatore C essendo collegato a due punti che hanno i potenziali $v_a' = E_{ao} = 300$ V, $v_g'' = V''_{go} \cong 100$ V è carico ad una tensione:

$$V_c = E_{ao} - V''_{go} \cong 200 \text{ V} , \tag{2}$$

col segno indicato nella figura 34 *a*).

Determiniamo ora le condizioni di funzionamento dopo che l'impulso di avviamento ha provocato la commutazione che ha condotto il

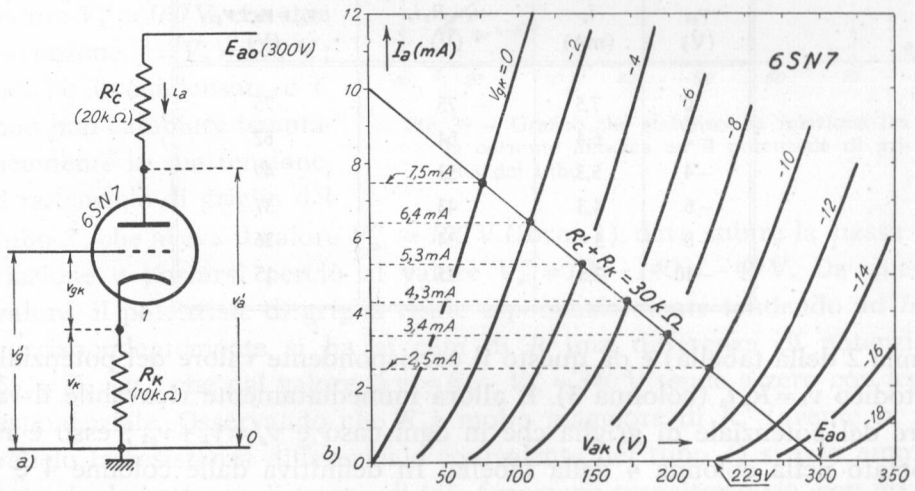


Fig. 38 — Condizioni di funzionamento del tubo *1* quando il tubo *2* è all'interdizione.

tubo *2* all'interdizione: supporremo che l'impulso di avviamento ed il conseguente transitorio di commutazione siano completamente terminati, così che il potenziale di griglia del primo tubo sia quello stabilito dal

partitore resistivo, $V'_{go} = 70$ V. Vogliamo determinare in queste condizioni la corrente anodica e, conseguentemente, il potenziale anodico e catodico del primo tubo; osservando che nel secondo tubo non circola corrente, la determinazione può essere fatta sul circuito della figura 38 *a*). Lo studio di questo circuito è già stato compiuto nel Cap. III, n. 9 ed il metodo grafico allora introdotto potrebbe essere adottato senz'altro per ricavare le condizioni di funzionamento del tubo; è però possibile, nel caso attuale, semplificare il procedimento operando come segue.

Il tubo ha in serie complessivamente la resistenza $R_c' + R_k = (20 + 10)\,\text{k}\Omega$ e pertanto le sue condizioni di funzionamento sono caratterizzate dalla retta di carico tracciata nella figura 38 *b*). Dalla retta di carico non è ricavabile esplicitamente la relazione della corrente anodica i_a col *potenziale* di griglia v_g' ma colla *differenza di potenziale* fra griglia e catodo v_{gk}; occorre allora procedere a ritroso (come si è fatto nel Cap. III, n. 9) determinando per ogni valore di v_{gk} il corrispondente valore del potenziale di griglia v_g'. Precisamente, per i successivi valori di v_{gk} corrispondenti alle caratteristiche della figura 38 *b*) (riportati nella colonna 1 della Tav. 1) si determina il valore i_a della corrente anodica (co-

TAV. 1 — Determinazione numerica di v_g'.

v_{gk} (V)	i_a (mA)	$v_k = R_k i_a$ (V)	$v_g' = v_k + v_{gk}$ (V)
0	7,5	75	75
−2	6,4	64	62
−4	5,3	53	49
−6	4,3	43	37
−8	3,4	34	26
−10	2,5	25	15

lonna 2 della tabella) e da questo il corrispondente valore del potenziale catodico $v_k = R_k i_a$ (colonna 3). È allora immediatamente ricavabile il valore del potenziale di griglia che in ogni caso è $v_g' = v_k + v_{gk}$; esso è riportato nella colonna 4 della tabella. In definitiva dalle colonne 4 e 2 risulta stabilita una corrispondenza biunivoca fra il potenziale di griglia v_g' e la corrente anodica i_a: essa permette di tracciare il grafico della figura 39, il quale fa corrispondere ai valori di v_g' i relativi valori di i_a. Dal grafico si ricava immediatamente che per $v_g' = V'_{go} = 70$ V la corrente anodica ha il valore $I_a \cong 7$ mA; se ne deduce che in corrispon-

denza al potenziale $v_g' = 70$ V il potenziale catodico v_k ed il potenziale anodico del primo tubo v hanno i valori:

$$(3) \qquad \begin{cases} V_k = I_a R_k = 7 \cdot 10^{-3} \cdot 10^4 = 70 \text{ V} ; \\ V_a' = E_{ao} - R_c' I_a = 300 - 20 \cdot 10^3 \cdot 7 \cdot 10^{-3} = 160 \text{ V} . \end{cases}$$

Riassumendo, a riposo i potenziali di placca dei due tubi sono $v_a' = E_{ao} = 300$ V e $v_a'' = V_a'' = 200$ V (form. 1), mentre dopo la commutazione essi risultano $v_a' = V_a' \cong 160$ V (form. 3) e $v_a'' = E_{ao} = 300$ V: sono questi i valori che quotano le ordinate dei diagrammi della figura 35.

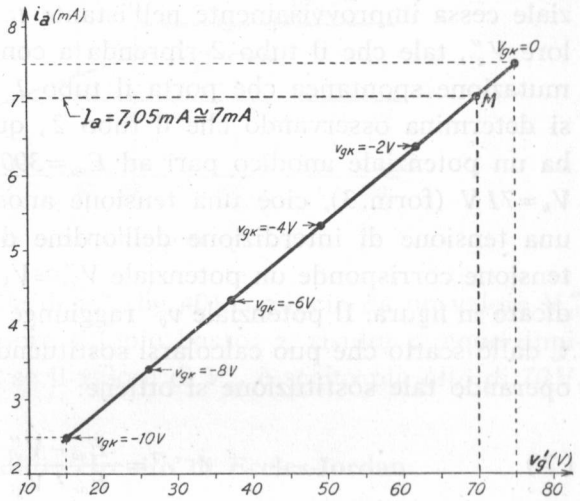


Fig. 39 — Grafico che stabilisce la relazione fra la corrente anodica ed il potenziale di griglia del tubo *1*.

I risultati raggiunti permettono di completare il quadro del funzionamento del multivibratore. Osserviamo che quando il tubo *1* passa dall'interdizione alla conduzione, il suo potenziale anodico passa dal valore $E_{ao} = 300$ V al valore $V_a' \cong 160$ V, con una variazione $\Delta V_a = 140$ V; poichè il condensatore C non può cambiare istantaneamente la sua tensione, il potenziale di griglia del tubo *2*, che aveva il valore $V_{go}'' \cong 100$ V (form. 1), deve subire la stessa variazione e portarsi perciò al valore $V_{g1}'' = 100 - 140 = -40$ V. Da questo valore, il potenziale di griglia risale esponenzialmente tendendo ad E_{ao}; corrispondentemente si ha ai capi di R una differenza di potenziale $\delta v_g = E_{ao} - v_g''$ che dal valore $\Delta v_g = E_{ao} - V_{g1}'' = 340$ V tende a zero con legge esponenziale. Osservando che R è molto maggiore di R_c' (avente in parallelo la resistenza differenziale equivalente del tubo *1*) si può ammettere che la costante di tempo di tale fenomeno transitorio sia, con buona approssimazione:

$$(4) \qquad T = CR = 10^{-10} \cdot 2 \cdot 10^8 = 2 \cdot 10^{-2} \text{ sec} .$$

La legge con cui la differenza di potenziale δv_g tende a zero è allora

la seguente:

$$(5) \qquad \delta v_g = E_{ao} - v_g'' - (E_{ao} - V_{gi}'')\, e^{-\tau/T} \ ,$$

dove τ è il tempo calcolato a partire dall'istante t_1 della commutazione; dalla (5) si ricava:

$$(6) \qquad v_g'' = E_{ao} - (E_{ao} - V_{g1}'')\, e^{-\tau/T} = 300 - 340\ e^{-\tau/2 \cdot 10^{-4}} \ ,$$

che esprime la legge con cui v_g'' dal valore $V_{g1}'' = -40$ V risale al valore $E_{ao} = 300$ V. Essa è rappresentata nella figura 40: l'andamento esponenziale cessa improvvisamente nell'istante t_2 in cui v_g'' ha assunto un valore V_{g2}'', tale che il tubo *2* riprenda a condurre dando luogo alla commutazione spontanea che porta il tubo *1* all'interdizione. Il valore V_{g2}'' si determina osservando che il tubo *2*, quando non conduce corrente, ha un potenziale anodico pari ad $E_{ao} = 300$ V ed un potenziale catodico $V_k = 71$ V (form. 3), cioè una tensione anodica 229 V a cui corrisponde una tensione di interdizione dell'ordine di -14 V (fig. 38 *b*); a questa tensione corrisponde un potenziale $V_{g2}'' \cong V_k - 14 \cong 57$ V che è il valore indicato in figura. Il potenziale v_g'' raggiunge questo valore dopo un tempo τ_o dallo scatto che può calcolarsi sostituendo nella (6) τ_o a τ e V_{g2}'' a v_g''; operando tale sostituzione si ottiene:

$$(7) \qquad e^{-\tau_o/T} = \frac{E_{ao} - V_{g2}''}{E_{ao} - V_{g1}''} \ ,$$

da cui con semplici passaggi:

$$(8) \qquad \tau_o = T \log \frac{E_{ao} - V_{gi}''}{E_{ao} - V_{g2}''} = T \log \frac{340}{243} \cdot$$

Eseguendo il calcolo si trova $\tau_o = 2 \cdot 10^{-4} \cdot 0{,}34 = 68 \cdot 10^{-6}$ sec che fornisce la durata dell'intervallo di tempo nel quale il tubo *2* rimane all'interdizione: risultano in tal modo completamente quotati i diagrammi della figura 35 ad esclusione dei rapidi processi transitori che si verificano in corrispondenza agli istanti t_1 e t_2, di cui il calcolo sarebbe troppo laborioso.

Nella spiegazione qualitativa del funzionamento del multivibratore si è detto che la durata τ_o dipende non soltanto dalla costante di tempo $T = RC$ ma anche dal valore V_{go}' assegnato a riposo al potenziale di griglia del tubo *1*: supponiamo infatti che, agendo su R_1, R_2, tale potenziale sia

reso minore del valore *70* V scelto nell'esempio finora considerato. Allora quando il tubo *1* conduce, la corrente i ha valore inferiore a quello che aveva in precedenza (fig. 39); di conseguenza il potenziale anodico $E_{ao} - R_c' i_a$ ha valore più alto ed il potenziale catodico $R_k i_a$ più basso.

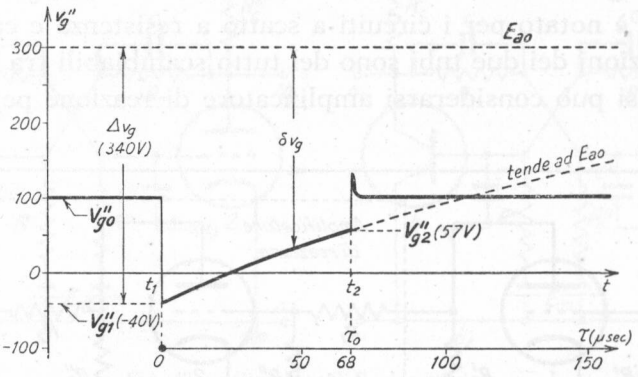


Fig. 40 — Andamento di v_g''.

Pertanto la salita esponenziale di v_g'' (fig. 40) comincia da un valore V_{g1}'' più alto e termina ad un valore V_{g2}'' più basso; τ_o risulta dunque diminuito ed il viceversa avviene se il valore di V_{go}' è scelto più alto di *70* V.

10. — **Circuiti a scatto bistabili: circuito di Eccles-Jordan.**

Prenderemo ora in considerazione una classe di circuiti a scatto basati ancora sullo schema di principio della figura 2 (n. 2), ma nei quali però l'amplificatore di reazione è del tipo a *collegamento diretto*, ossia è un *amplificatore per tensioni continue* ([28]). Come in tutti i circuiti basati sullo schema della figura 2, il tubo opera come un interruttore a scatto; ma nel caso attuale, come vedremo, esso può rimanere stabilmente sia nello stato di conduzione che in quello di interdizione (funzionamento *bistabile*). Solo dietro una sollecitazione esterna (*impulso-grilletto*) esso scatta dallo stato in cui si trova all'altro; ed essendo il nuovo stato altrettanto stabile, occorrerà un'altra sollecitazione per riportarlo nello stato primitivo.

([28]) - Lo studio degli amplificatori per tensioni continue è stato svolto nel Cap. VII; per la comprensione del funzionamento del circuito a scatto in oggetto è sufficiente rivedere i nn. 1, 2 e 3.

Nel caso più semplice e comune l'amplificatore per tensioni continue è costituito da un unico tubo con carico resistivo, coll'uscita e l'entrata collegate alla griglia ed alla placca dell'altro tubo per mezzo di un partitore resistivo: il complesso, indicato nella figura 41, risulta un'amplificatore a *collegamento diretto* a due stadi con l'uscita collegata all'entrata. Come già si è notato per i circuiti a scatto a resistenza e capacità (n. 3, fig. 3) le funzioni dei due tubi sono del tutto scambiabili fra loro, per cui ognuno d'essi può considerarsi amplificatore di reazione per l'altro.

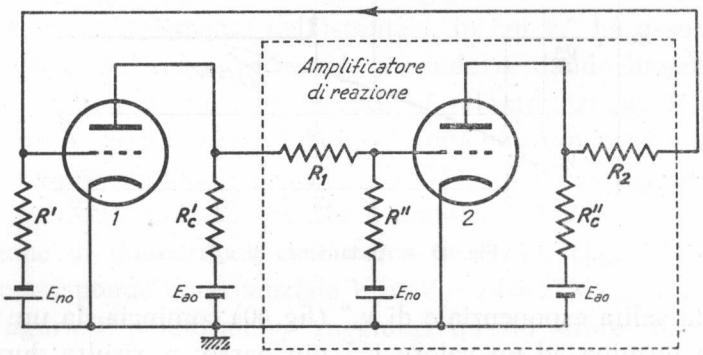


Fig. 41 — Circuito a scatto (bistabile) basato sullo schema di principio di figura 2 con amplificatore di reazione *a collegamento diretto.*

Se i due amplificatori sono esattamente eguali, si ottiene un circuito simmetrico, detto *circuito di Eccles-Jordan* (od anche, in gergo, *flip-flop*), che è uno dei dispositivi più comuni della tecnica elettronica in molti campi di grande attualità (calcolatori elettronici, automatismi, elettronica nucleare). Lo schema del circuito di Eccles-Jordan è riportato nella figura 42 sia nella versione a tubi sia in quella a transistori: le piccole capacità C_1, C_2 servono per la *compensazione* dei partitori resistivi (Cap. VII, n. 3), mentre i condensatori C', C'' sono utilizzati, come vedremo, per l'applicazione degli impulsi grilletto (morsetti M_1, M_2). Se si confrontano gli schemi della figura 42 con quelli della figura 24 (n. 7), si vede che il circuito di Eccles-Jordan può pensarsi ottenuto dal circuito monostabile sostituendo il collegamento a capacità e resistenza fra il primo e secondo tubo o transistore con un collegamento a partitore e controtensione.

I valori delle resistenze dei due partitori di collegamento e la tensione E_{no} sono sempre scelti in modo che quando uno dei tubi o transistori conduce la tensione di griglia o di base dell'altro sia tale da mantenerlo all'interdizione; viceversa, se uno dei tubi o transistori è all'in-

terdizione, la tensione risultante sulla griglia o sulla base dell'altro è tale da renderlo fortemente conduttore. Ad esempio, nel circuito della figu-

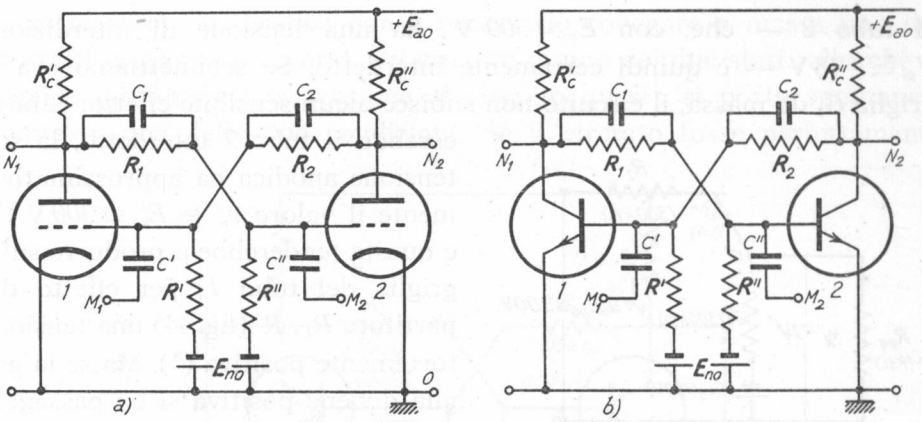


Fig. 42 — Circuito di Eccles-Jordan.

ra 43 *a*) — che riproduce quotato quello della figura 42 *a*) — colleghiamo per un momento la griglia del tubo *1* a massa, così che la tensione della sua griglia sia zero; allora la tensione anodica del primo tubo, come si è più volte verificato (n. 3, fig. 8), ha il valore $v_a' = V_{ao} \cong 100$ V. Ai capi

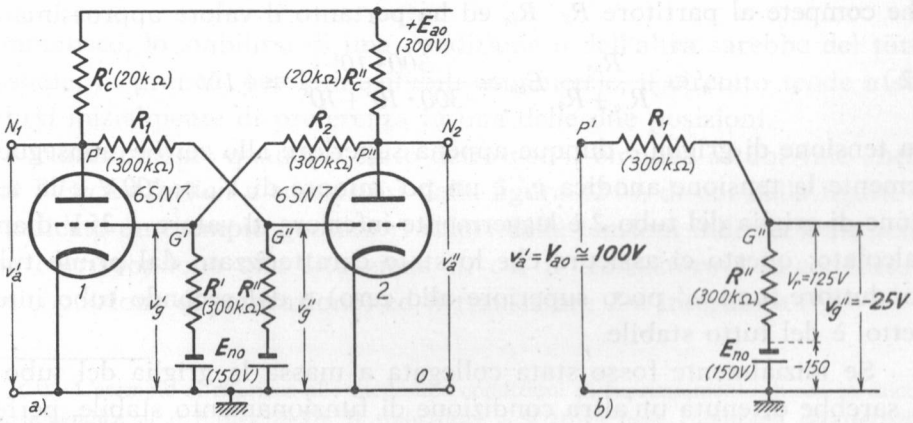


Fig. 43 — Schema quotato di un circuito di Eccles-Jordan a tubi: situazione delle tensioni quando è $v_g' = 0$.

delle resistenze R_1, R'' del partitore (fig. 43 *b*) si ha, di conseguenza, la tensione $V_{ao} - (-E_{no}) = 100 + 150 = 250$ V e poichè le due resistenze sono uguali, in ciascuna d'esse vi è una caduta di potenziale $V_r = 125$ V; la

tensione di griglia del tubo *2* avrà pertanto il valore:

$$(1) \qquad v_g'' = -E_{no} + V_r = -150 + 125 = -25 \text{ V} .$$

Il tubo *2* — che, con $E_{ao} = 300$ V, ha una tensione di interdizione $V_{gi} \cong -18$ V — è quindi certamente interdetto. Se sconnettiamo ora la griglia G_1 da massa, il circuito non subisce alcun sensibile effetto: infatti, essendo il tubo *2* interdetto, la sua tensione anodica ha approssimativamente il valore $v_a'' \cong E_{ao} \cong 300$ V (29) e questa tenderebbe a produrre sulla griglia del tubo *1*, per effetto del partitore R_2, R' (fig. 44) una tensione fortemente positiva (30). Ma se la griglia diviene positiva si ha passaggio di corrente in essa e lo spazio griglia-catodo si comporta come una resistenza R_{eq}, dell'ordine di un migliaio di ohm. Pertanto il circuito che collega la placca del secondo tubo colla griglia del primo assume l'aspetto indicato nella figura 44; ignorando la presenza del ramo costituito da R' ed E_{no}, il cui effetto è assai piccolo, la tensione di griglia v_g' risulta quella che compete al partitore R_2, R_{eq} ed ha pertanto il valore approssimato:

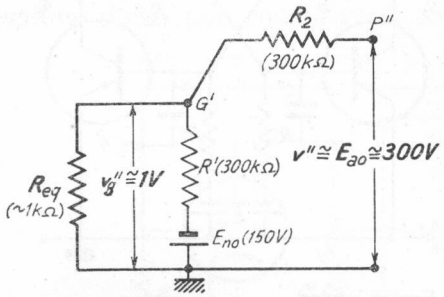


Fig. 44 — Circuito equivalente per il calcolo di v_g' quando il tubo *2* è all'interdizione.

$$(2) \qquad v_g' \cong \frac{R_{eq}}{R_{eq} + R_2} E_{ao} \cong \frac{300 \cdot 10^3}{300 \cdot 10^3 + 10^6} \cong +1 \text{ V} .$$

La tensione di griglia è dunque appena superiore allo zero e, conseguentemente la tensione anodica v_a' è un po' minore di $V_{ao} \cong 100$ V e la tensione di griglia del tubo *2* è leggermente inferiore al valore -25 V dianzi calcolato; questo ci assicura che lo stato caratterizzato dal primo tubo conduttore (con v_g' poco superiore allo zero) e dal secondo tubo interdetto, è del tutto stabile.

Se inizialmente fosse stata collegata a massa la griglia del tubo *2* si sarebbe ottenuta un'altra condizione di funzionamento stabile, perfettamente simmetrica alla precedente, col tubo *1* all'interdizione e col tu-

---

(29) - In realtà è un po' inferiore a tale valore perchè la corrente che fluisce nel partitore attraversa la resistenza R_c'' e provoca in essa una piccola caduta di tensione.

(30) - Ragionando come si è fatto in precedenza in relazione alla figura 43 *b*), si otterrebbe $v_g' = 75$ V.

bo 2 conducente ($v_a' \cong E_{ao} \cong 300$ V, $v_a'' \cong V_{ao} \cong 100$ V). Le due condizioni sopradette sono perfettamente stabili ed una qualunque delle due può mantenersi indefinitivamente: per questo il circuito di Eccles-Jordan è detto *bistabile*. In pratica non è necessario collegare a massa uno dei morsetti di griglia per portare il circuito in uno dei due stati: allorchè si applica inizialmente la tensione al circuito questo si porta spontaneamente in una delle due condizioni. Se il circuito fosse perfettamente

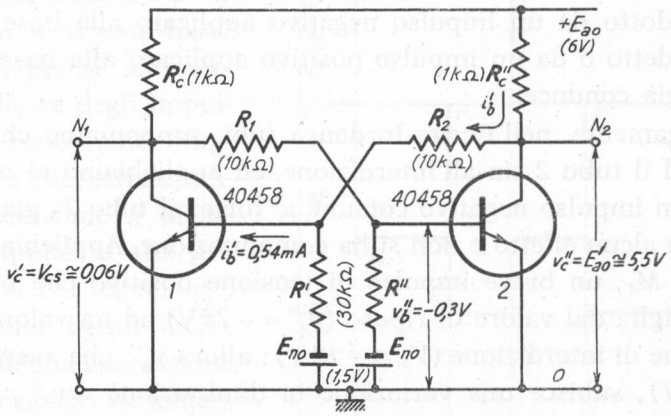


Fig. 45 — Schema quotato di un circuito di *Eccles-Jordan* a transistori: situazione delle tensioni quando il primo transistore è conduttore ed il secondo è interdetto.

simmetrico, lo stabilirsi di una condizione o dell'altra sarebbe del tutto casuale; in pratica, per le inevitabili asimmetrie, il circuito tende a stabilirsi inizialmente di preferenza in una delle due posizioni.

Naturalmente quanto è stato detto per il circuito a tubi vale anche per l'*Eccles-Jordan* a transistori della figura 42 *b*), di cui nella figura 45 è indicato un esempio quotato: i valori delle tensioni indicati nello schema corrispondono alla situazione in cui il transistore *1* è conduttore (in condizione di saturazione) ed il transistore *2* è interdetto ([31]).

([31]) - L'esempio si riferisce alle medesime condizioni di funzionamento messe in calcolo nell'appendice al n. 7 (figg. 28-30). Il transistore *1* si trova nelle condizioni caratterizzate dal punto P_s sulle caratteristiche della figura 29: la sua corrente di base (calcolata mediante il circuito equivalente della figura 31) ha il valore $i_b' = 0{,}54$ mA, nettamente superiore a quello minimo necessario per avere la saturazione (fig. 29: $I_{bs} = 46$ μA). Il transistore *2* è all'interdizione e la sua tensione di base è quella medesima del transistore *1'* nella figura 28: nella resistenza R_c'' circola la corrente di base del primo transistore ($i_b' = 0{,}54$ mA), producendo una caduta di tensione di circa *0,5* V, per cui la tensione di collettore risulta $v_c'' = 5{,}5$ V (fig. 31).

Il circuito di Eccles-Jordan, grazie alla reazione positiva in esso implicita, ha la possibilità di passare rapidamente dall'una all'altra condizione di stabile di funzionamento mediante una commutazione a scatto, analoga a quelle che si hanno nei multivibratori già visti, provocata da un impulso esterno di ampiezza e segno opportuni. Per esempio la commutazione può essere prodotta da un impulso-grilletto positivo applicato alla base del transistore interdetto o da un impulso-grilletto negativo applicato alla base del transistore in saturazione: nessun effetto sarebbe invece prodotto da un impulso negativo applicato alla base del transistore interdetto o da un impulso positivo applicato alla base del transistore che già conduce.

Analogamente, nell'Eccles-Jordan a tubi, supponiamo che il tubo *1* conduca ed il tubo *2* sia all'interdizione, ed applichiamo al morsetto M_2 (fig. 42 *a*) un impulso negativo comunque forte: il tubo *2*, già interdetto, non risente alcun effetto e non si ha commutazione. Applichiamo, invece, sempre ad M_2, un breve impulso di tensione positivo che porti la tensione di griglia dal valore di riposo ($v_g'' = -25$ V) ad un valore superiore alla tensione di interdizione ($V_{gi} = -18$ V); allora v_a'', che aveva un valore E_{ao} ($= 300$ V), subisce una variazione in diminuzione $\Delta v_a''$ che, tramite il partitore, viene comunicata (ridotta della metà) alla griglia del tubo *1*. Diminuisce allora la sua tensione v_g' e conseguentemente, nel tubo *1*, diminuisce la corrente anodica; v_a' subisce allora una variazione in aumento $\Delta v_a'$ che viene comunicata, tramite il relativo partitore, alla griglia del tubo *2*. La tensione v_g'', pertanto, tende a crescere indipendentemente dall'esistenza o meno dell'impulso di avviamento, che ormai ha finito il suo compito. Il processo prosegue ed il circuito *precipita* nello stato di funzionamento stabile simmetrico a quello di partenza: tubo *2* conducente, tubo *1* all'interdizione. Un impulso positivo applicato fra M_1 e massa (od un impulso negativo fra M_2 e massa) fa ritornare il circuito nello stato precedente. Le commutazioni fra uno stato e l'altro avvengono quindi come nei multivibratori studiati in precedenza; esse potrebbero aver luogo anche senza la presenza delle capacità C_1, C_2 (fig. 42), ma risulterebbero meno rapide per effetto delle capacità d'entrata dei due tubi, che risultano in parallelo ad R', R'' e richiedono tempo per caricarsi attraverso R_1 ed R_2. Le capacità C_1, C_2 (dell'ordine di qualche decina di picofarad) controbilanciano l'effetto delle capacità d'entrata e rendono, così, più agevoli e rapide le commutazioni.

Per renderci conto del modo di operare del circuito di Eccles-Jordan,

supponiamo che alla griglia del primo tubo (fig. 42: morsetto M_1) sia applicata la successione di impulsi-grilletto negativi — non necessariamente eguali ed equidistanziati — indicati (in modo puramente schematico) nella figura 46 *a*), aventi ampiezza sufficiente per provocare la commutazione. Nell'ipotesi che, a riposo, il primo tubo fosse conduttore, il primo impulso lo porta all'interdizione e gli altri non hanno più effetto: naturalmente, se il primo tubo a riposo fosse stato già di per sè all'interdizione, l'effetto degli impulsi sarebbe stato nullo. Supponiamo ora che, oltre applicare la successione e_i' al tubo *1*, sia applicata alla griglia del tubo *2* il segnale e_i'', indicato nella figura 46 *b*), costituito da una successione di impulsi negativi variamente sfasati rispetto ai precedenti. Nell'ipotesi che a riposo il tubo *1* sia conduttore, l'impulso *1* (diagramma *a*) lo porta all'interdizione rendendo conduttore il tubo *2*; l'impulso *1'* (diagramma *b*) porta all'interdizione il secondo tubo facendo ritornare conduttore il primo. L'impulso *2* riporta all'interdizione il primo tubo, il quale ritorna conducente per effetto dell'impulso *2'* che interdice il secondo tubo e così di seguito; l'andamento corrispondente delle tensioni anodiche dei due tubi è ovviamente quello indicato nei diagrammi *c*) e *d*) della figura 46 ([32]). In definitiva il tubo *1* si comporta come un interruttore che viene chiuso dietro comando di e_i'' ed aperto dietro comando di e_i' e la proprietà simmetrica vale per il tubo *2*. Considerazioni analoghe varrebbero se gli impulsi-grilletto applicati alle griglie fossero positivi invece che negativi.

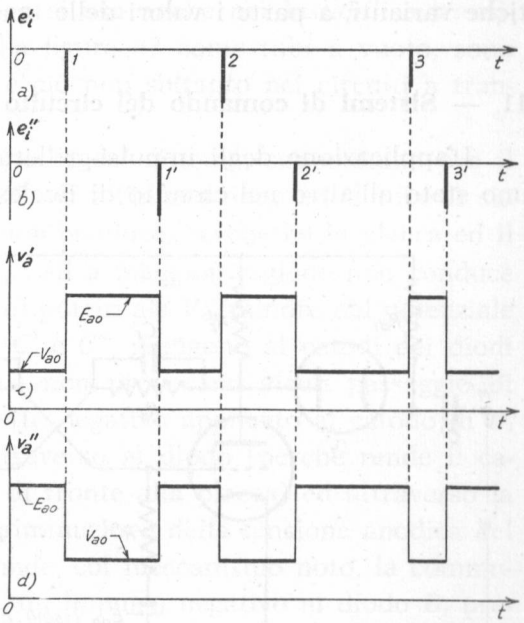


Fig. 46 — Funzionamento del circuito bistabile con due segnali di comando applicati alle due griglie.

([32]) - L'andamento delle tensioni anodiche è indicato in figura in maniera puramente schematica trascurando ogni scostamento dalla forma ideale rettangolare.

Il comportamento descritto può essere ottenuto anche applicando ad un'unica griglia una successione di impulsi alternativamente negativi e positivi: se il tubo comandato è inizialmente interdetto, il primo impulso-grilletto positivo lo porta in conduzione mentre il successivo impulso negativo lo riporta all'interdizione e così via. Naturalmente le considerazioni svolte per i tubi valgono anche per i transistori senza pratiche varianti, a parte i valori delle tensioni.

11. — **Sistemi di comando del circuito di Eccles-Jordan. Scala binaria.**

L'applicazione degli impulsi-grilletto che comandano i passaggi da uno stato all'altro nel circuito di Eccles-Jordan non viene generalmente

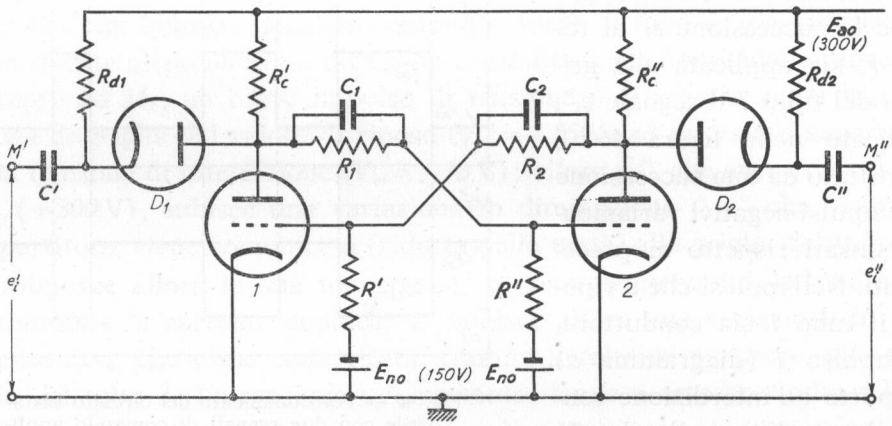


Fig. 47 — Applicazione degli impulsi-grilletto al circuito bistabile a mezzo di diodi; un circuito analogo vale anche per i transistori.

compiuta tramite i due condensatori C' e C'' come è indicato, per semplicità, nella figura 42. Il collegamento fra le due griglie ed i generatori dei segnali a grilletto attuato dai condensatori C' e C'' spesso turba il funzionamento del circuito bistabile, sopratutto perchè aumenta le capocità verso massa dei circuiti d'entrata. Inoltre spesso accade che, intercalati agli impulsi-grilletto di un dato segno destinati al comando del circuito bistabile, esistano impulsi di segno opposto ([33]) che provo-

([33]) - Gli impulsi-grilletto sono generalmente ottenuti coi circuiti *CR* od *LR* studiati nel Cap. XI (nn. 6-7) e questi circuiti producono sempre guizzi di tensione positivi e negativi. Pur essendo possibile eliminare i guizzi di un certo segno, cimando a zero col segno giusto i segnali, all'atto pratico ciò spesso non avviene in maniera completa.

cano commutazioni non volute. Occorre quindi attuare il comando del circuito bistabile con un sistema che non alteri il suo funzionamento e sia in grado di sceverare gli impulsi di un dato segno da quelli non voluti di segno opposto.

Il metodo più comunemente adottato è quello medesimo che abbiamo introdotto nel n. 7 (fig. 27) e che è indicato nella figura 47 nel caso del circuito a tubi: un metodo analogo si usa anche nei *bistabili* a transistori. I diodi D_1, D_2, indicati nella figura 47 come tubi a vuoto, sono molto spesso del tipo a cristallo e ciò non soltanto nei circuiti a transistori ma anche in quelli a tubi.

Per comprendere il funzionamento del sistema, supponiamo che il tubo *1* del *bistabile* della figura 47 sia all'interdizione ed il tubo *2* sia in conduzione. Allora il diodo D_1 non conduce, perchè ha la placca ed il catodo al medesimo potenziale E_{ao}, ed a maggior ragione non conduce il diodo D_2, la cui placca si trova al potenziale V_{ao} minore del potenziale del catodo, che è E_{ao}. Se tramite C' e C'', giungono ai catodi dei diodi degli impulsi-grilletto positivi, essi non provocano alcun passaggio di corrente; invece, un impulso-grilletto negativo applicato al catodo di D_1 provoca passaggio di corrente attraverso al diodo (perchè rende il catodo momentaneamente negativo di fronte alla placca) ed attraverso la resistenza R_c'. Da ciò deriva una diminuzione della tensione anodica del tubo *1* (interdetto), a cui corrisponde, col meccanismo noto, la commutazione a scatto. L'applicazione di un impulso negativo al diodo D_2 produrrebbe passaggio di corrente solo se la sua ampiezza fosse così grande da superare la differenza di potenziale inversa fra placca e catodo $V_{ao} - E_{ao}$ che è dell'ordine delle centinaia di volt; ma anche in tal caso l'effetto sul circuito bistabile sarebbe nullo perchè non farebbe che aumentare la corrente in R_c'', provocando una diminuzione del potenziale anodico, a cui corrisponde un abbassamento della tensione di griglia del tubo *1* già all'interdizione. Riassumendo: se degli impulsi-grilletto sono applicati ai catodi dei due diodi, *solo gli impulsi negativi che giungono al catodo del diodo associato al tubo interdetto provocano la commutazione a scatto del circuito bistabile.*

È molto interessante il caso particolare in cui i segnali di comando applicati ai catodi dei due diodi sono identici fra loro: ciò può ottenersi semplicemente collegando fra loro i catodi dei due diodi, come è mostrato nella figura 48, nella quale i diodi (a vuoto od a cristallo) sono

indicati col simbolo generico di raddrizzatore ([34]). Il circuito così ottenuto, che ha un solo segnale di comando per entrambi i tubi o transistori, è spesso denominato *circuito a scatto binario* (o semplicemente, *binario*) e gode di interessanti proprietà.

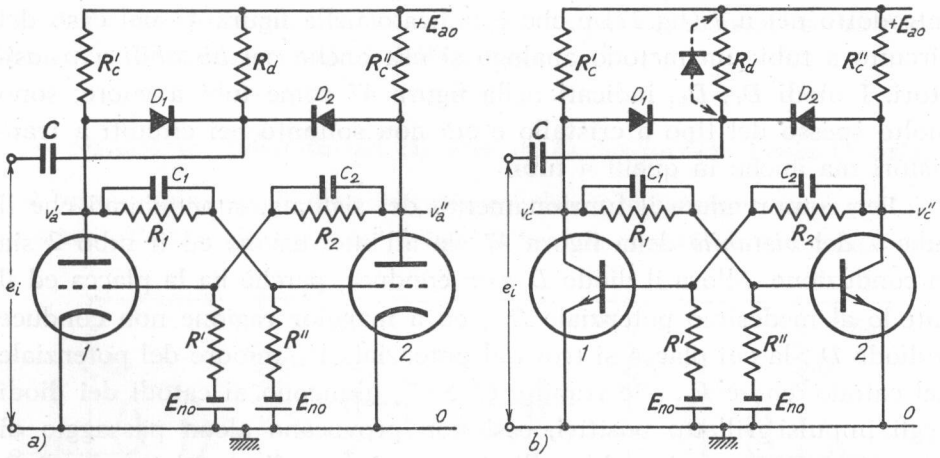


Fig. 48 — Circuito di Eccles-Jordan a comando unico: *circuito binario*. Nei circuiti a transistori la resistenza R_d è spesso sostituita da un diodo.

Con riferimento al circuito a transistori della figura 48 *b*), supponiamo che il segnale-grilletto sia costituito dalla successione di impulsi indicata schematicamente nella figura 49 *a*) e che, a riposo, il primo transistore sia conduttore ed il secondo interdetto: l'impulso *1* non esercita alcun effetto *diretto* sul primo transistore, ma agisce invece nel secondo portandolo in conduzione (in condizioni di saturazione); con ciò agisce quindi *indirettamente* anche sul primo transistore che, per effetto della commutazione, passa all'interdizione. L'impulso *2* non ha effetto sul transistore *2* ma porta in conduzione il transistore *1*; con ciò porta all'interdizione il transistore *2*, rendendolo atto a subire l'effetto dell'impulso *3*, che lo porta nuovamente in conduzione e così di seguito. In definitiva i due transistori si comportano come due interruttori che i successivi impulsi-grilletto alternativamente chiudono ed aprono (come

([34]) - Spesso, nei circuiti a transistori, la resistenza R_d è sostituita da un diodo a cristallo, disposto come è indicato in figura: di fronte ad un impulso negativo esso si comporta come una resistenza elevatissima, mentre di fronte ai possibili impulsi positivi si comporta come un pratico cortocircuito.

quegli interruttori con cui si accende e spegne la luce premendo un unico pulsante); l'andamento delle tensioni di collettore dei due transistori è indicato nei diagrammi *b*) e *c*) della figura 49. Naturalmente lo stesso tipo di funzionamento può essere ottenuto col circuito binario a tubi (fig. 48 *a*).

Si sfrutta il suddetto tipo di funzionamento per ottenere da una successione di impulsi un'altra successione con numero metà di impulsi.

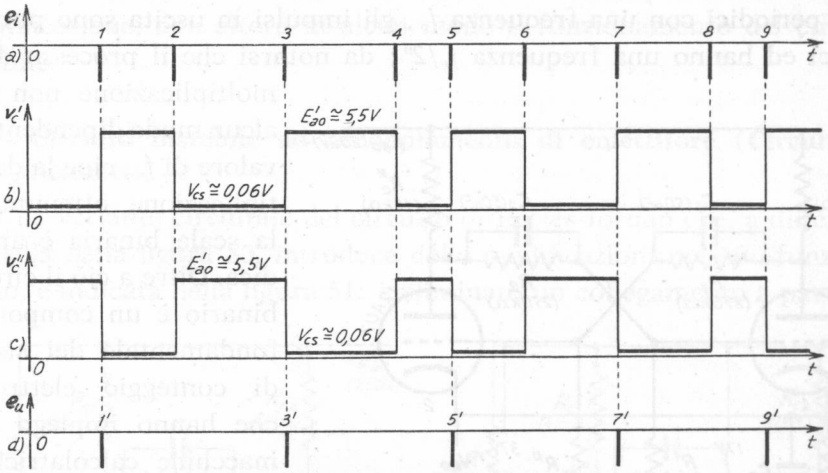


Fig. 49 — Funzionamento del circuito binario e divisione per due del numero degli impulsi. I diagrammi si riferiscono al circuito a transistori operante nelle condizioni indicate nella figura 45.

Per raggiungere questo risultato si applica la tensione di uscita di uno dei due transistori o dei due tubi (per esempio del secondo) ad un differenziatore *CR* (Cap. VIII, nn. 3, 5) o, più comunemente, ad un *formatore di segnali a guizzo* a capacità e resistenza (Cap. XI, n. 7): si otterrà in uscita un impulso positivo in corrispondenza ad ogni scatto in salita della tensione rettangolare di collettore ed un impulso negativo in corrispondenza ad ogni scatto in discesa. Cimando a zero (Cap. X, nn. 2-4) i guizzi positivi si ottiene la successione di impulsi negativi indicata nel diagramma *d*) della figura 49; confrontando tale successione con quella originaria (diagr. *a*) si vede che si è ottenuto in uscita un impulso ogni due d'entrata, cioè si è diviso per due il numero degli impulsi originari. Applicando gli impulsi così ottenuti ad un circuito dello stesso tipo si ottiene nuovamente un impulso in uscita ogni due d'entrata e cioè ogni quattro della successione originaria. Con una catena di simili dispositivi,

detta *scala binaria* ([35]), è possibile dividere per *2*, per *4*, per *8*, per *16*, ecc., il numero degli impulsi della sucessione originaria: precisamente se n è il numero dei circuiti binari si ottiene in uscita un impulso ogni 2^n impulsi originari. Su questo principio è basato il metodo per la registrazione degli impulsi che si originano nei rivelatori delle radiazioni nucleari, come ad esempio nei contatori di Geiger ([36]). Un'altra interessante applicazione è la demoltiplicazione di frequenza: se gli impulsi originari sono periodici con una frequenza f_o, gli impulsi in uscita sono pure periodici ed hanno una frequenza $f_o/2^n$; da notarsi che il processo di demoltiplicazione non è in alcun modo dipendente dal valore di f_o, cioè la demoltiplicazione ottenuta con la scala binaria è aperiodica. Oltre a ciò il circuito binario è un componente fondamentale dei sistemi di conteggio elettronico che hanno impiego nelle macchine calcolatrici numeriche.

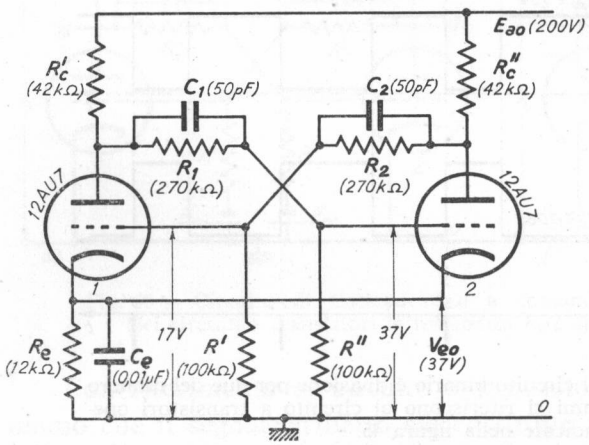


Fig. 50 — Circuito di Eccles-Jordan a tubi con polarizzazione di emettitore (i potenziali si riferiscono alla situazione in cui il tubo *1* è interdetto ed il tubo *2* è conduttore). Un circuito del tutto simile vale per i transistori.

Sia nell'applicazione con due segnali di comando che in quelle con un sol segnale, il circuito di Eccles-Jordan subisce spesso un'importante variante schematica che elimina la necessità della sorgente di alimentazione negativa, E_{no} (fig. 42): essa consiste nel collegare a massa gli estremi inferiori delle resistenze R', R'' e nell'introdurre fra gli emettitori e massa una resistenza R_e, shuntata da una piccola capacità C_e, come è indicato nell'esempio della figura 50 relativo ad un bistabile a tubi. Siccome nel funzionamento del *bistabile* inevitabilmente uno dei due tubi o transistori conduce e l'altro è interdetto, la corrente in R_k rimane sempre la medesima e crea un potenziale fisso positivo V_{ko} degli emettitori: esso

([35]) - La costituzione delle scale binarie sarà esaminata nel Cap. XV, n. 11.

([36]) - L'argomento sarà studiato nel Cap. XV, nn. 7, 11.

può essere dimensionato in modo da mantenere la giusta differenza di potenziale negativa fra la griglia ed il catodo del tubo interdetto (tubo *1* nella fig. 50) o fra la base e l'emettitore del corrispondente transistore. Il condensatore C_e ha lo scopo di mantenere costante il potenziale degli emettitori anche durante le commutazioni a scatto, nelle quali la corrente nei due tubi o transistori è in variazione.

La variante circuitale introdotta, nel mentre comporta una notevole semplificazione, non altera in alcun modo il funzionamento del circuito bistabile.

12. — Circuito bistabile ad accoppiamento di emettitore (Circuito di Schmitt.

Una variante circuitale del circuito di Eccles-Jordan che, a differenza di quella della figura 50, introduce delle modificazioni nel suo funzionamento, è indicata nella figura 51: è eliminato un collegamento a partitore

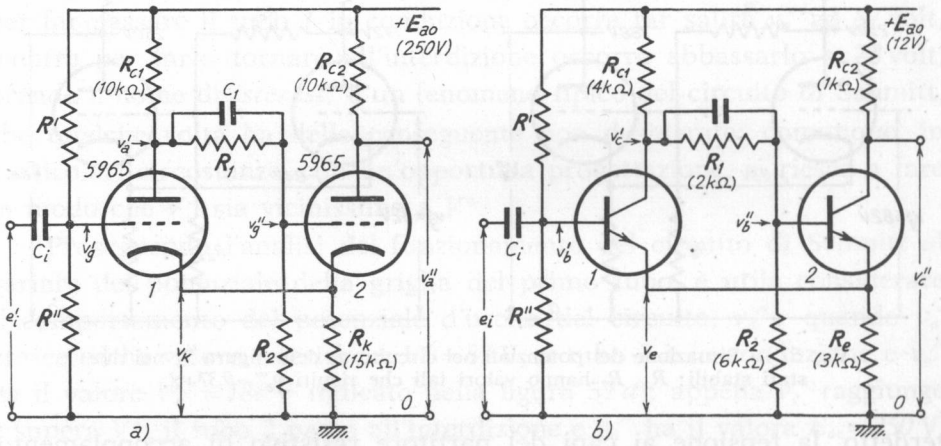


Fig. 51 — Circuito a scatto bistabile ad accoppiamento di emettitore (*circuito di Schmitt*).

fra i due tubi o transistori ed è sostituito dall'*accoppiamento di emettitore*. Il circuito rientra nello schema di principio della figura 32 che, come dicemmo nel n. 8, è una variante dello schema generale della figura 2 (n. 2); il circuito della figura 51 può essere ridisegnato in maniera del tutto simile a quello del circuito a scatto monostabile ad accoppiamento di emettitore (n. 8, fig. 33), colla differenza, però, che nel caso attuale l'accoppiamento a capacità e resistenza è sostituito da un collegamento a partitore resistivo.

Nel circuito della figura 51, come in tutti quelli basati sullo schema di principio della figura 31, i tubi ed i transistori sono inevitabilmente spinti dalla reazione positiva a comportarsi come interruttori, l'uno aperto e l'altro chiuso: come nel circuito di Eccles-Jordan, sono possibili due condizioni stabili, per cui al dispositivo della figura 51 si dà il nome di circuito bistabile ad accoppiamento di emettitore; esso, però è anche chiamato *circuito di Schmitt.*

Con riferimento al circuito *a*) della figura 51, in uno degli stati stabili il tubo *2* conduce e la sua corrente anodica, passando in R_k, produce una forte caduta di tensione che rende il potenziale del catodo così alto di fronte a quello della griglia del tubo *1* (fissato dal partitore $R'R''$) da mantenere questo decisamente all'interdizione. Essendo il tubo *1* in-

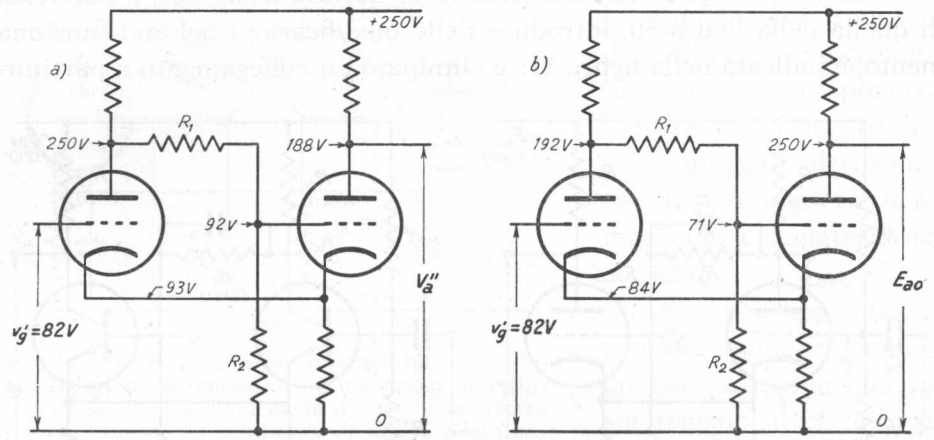


Fig. 52 — Situazione dei potenziali nel circuito *a*) della figura 51 nei due stati stabili: R_1, R_2 hanno valori tali che risulti $v_g'' = 0{,}37\, v_a'$.

terdetto, la tensione ai capi del partitore resistivo di accoppiamento, $R_1 R_2$, è alta e quindi la griglia del tubo *2* si trova a potenziale sufficientemente elevato per assicurare una forte conduzione nel tubo. Nella figura 52 *a*) sono indicati i potenziali che si hanno sui vari elettrodi nello stato descritto, relativamente all'esempio particolare a cui si riferiscono i dati della figura 51; i sopradetti potenziali saranno calcolati nel paragrafo seguente.

La commutazione da uno stato all'altro potrebbe ottenersi in maniera identica a quella del circuito di Eccles-Jordan, applicando, ad esempio, impulsi-grilletto negativi alla griglia del tubo conduttore o positivi alla griglia del tubo che si trova all'interdizione: in pratica, però la commu-

tazione si ottiene agendo solo sul tubo o transistore *1* applicando il segnale di comando tramite il condensatore C_i. Per renderci conto delle interessanti modalità con cui l'azione di comando si esplica — ed anche di una particolarità di funzionamento che distingue dagli altri *bistabili* il circuito di Schmitt — consideriamo il circuito *a*) della figura 51 e supponiamo di far variare il potenziale v_g' della griglia del tubo *1*, agendo ad esempio sul partitore $R'R''$: partiamo da un valore molto basso, tale che il tubo *1* sia certamente all'interdizione ed il tubo *2* in conduzione. Aumentando gradualmente il potenziale, si arriva ad un valore $v_g' = V^+$ in corrispondenza al quale il tubo *1* passa in conduzione ed il tubo *2* all'interdizione; facendo crescere ulteriormente v_g' la situazione non cambia. Se ora si diminuisce il potenziale v_g' si verifica (e noi lo dimostreremo nel paragrafo seguente) che il primo tubo torna all'interdizione in corrispondenza ad un valore V^-, inferiore al valore V^+; verificheremo nel paragrafo seguente, valendoci delle caratteristiche del tubo, che nell'esempio della figura 51 è $V^+ = 87$ V, $V^- = 78$ V. Il fatto singolare che per far passare il tubo *1* in conduzione occorra far salire v_g' ad *87* volt, mentre per farlo tornare all'interdizione occorra abbassarlo a *78* volt, prende il nome di *isteresi*: è un fenomeno tipico del circuito di Schmitt, che qualche volta ha delle conseguente non desiderate; comunque, in particolari circostanze, con un'opportuna progettazione, si riesce a fare in modo che V^- sia vicinissima a V^+.

Proseguendo l'analisi del funzionamento del circuito di Schmitt al variare del potenziale della griglia del primo tubo, è utile considerare il comportamento del potenziale d'uscita del circuito, v_a'': quando v_g' cresce ed ha valore inferiore a $V^+ = 87$ V, il tubo *2* è in conduzione e v_a'' ha il valore $V_a'' = 188$ V indicato nella figura 52 *a*); appena v_g' raggiunge e supera V^+, il tubo *2* passa all'interdizione e v_a'' ha il valore $E_{ao} = 250$ V, che conserva comunque si alzi v_g'. Se ora si fa diminuire v_g', il potenziale v_a'' conserva il valore E_{ao} fino a che è divenuto $v_g' = V^-$; sotto questo valore, v_a'' scatta al valore $V_a'' = 188$ V e lo conserva comunque scenda v_g'. Se allora v_g' è fatta variare in maniera qualsiasi attorno ai valori V^+ e V^-, come è indicato ad esempio nella figura 53 *a*), v_a'' scatta al valore $E_{ao} = 250$ V ogni volta che v_g', salendo, supera $V^+ = 87$ V e scatta al valore $V_a'' = 188$ V ogni volta che, scendendo, v_g' oltrepassa $V^- = 78$ V. Deriva da ciò che qualunque sia l'andamento di v_g', quello di v_a'' è sempre rettangolare e si svolge fra i livelli E_{ao} e V_a'', come è indicato in un esempio particolare nella figura 53 *b*).

Naturalmente la variazione del potenziale v_g' attorno ai sopradetti valori avviene normalmente per la presenza di un segnale e_i applicato alla griglia (a cui il partitore $R'R''$ stabilisca un conveniente valore di riposo) tramite il condensatore d'ingresso C_i, come è indicato nella figura 51: il potenziale d'uscita avrà comunque l'andamento rettangolare sopra delineato ([37]). A parte i valori numerici dei potenziali, le medesime modalità si verificano anche nel circuito a transistori (fig. 51 *b*): per es., nello *Schmitt* della figura 51 *b*) i livelli V^+, V^- hanno i valori *5,7* V e *4,5* V.

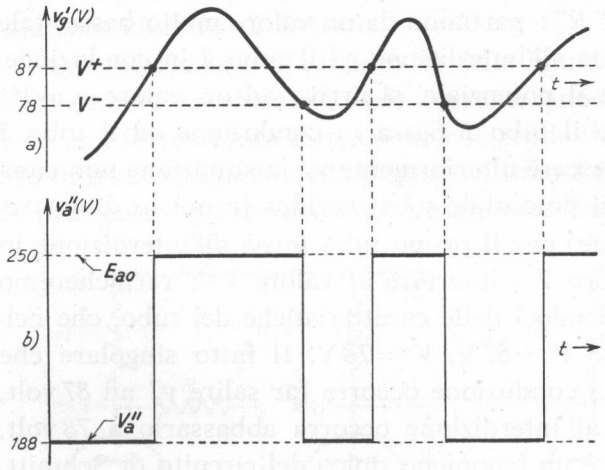


Fig. 53 — Il potenziale d'uscita scatta al valore E_{ao} quando v_g' raggiunge V^+ salendo, scatta al valore V_a'' quando v_g' raggiunge V^- scendendo.

Deriva da quanto sopra si è visto che il circuito di Schmitt è un dispositivo che trasforma un qualsiasi segnale d'ingresso, purchè di ampiezza sufficiente, in un segnale rettangolare prelevabile dal collettore del tubo o transistore *2*: il circuito è quindi uno *squadratore* (Cap. X, n. 3) il quale ha il pregio di fornire un segnale rettangolare nel quale la ripidità dei fronti dipende soltanto dalla velocità con cui avvengono le commutazioni a scatto e non dalla particolare forma del segnale. La rapidità delle commutazioni dipende essenzialmente dalle capacità d'uscita e d'entrata dei tubi o dei transistori, dai ritardi interni di questi e dalle capacità verso massa dei collegamenti; quando occorre che gli scatti avvengano in tempi brevissimi, tutto il circuito deve essere attuato in maniera da rendere minimo l'effetto di tali capacità ed in particolare conviene operare con una tecnica molto simile a quella usata nell'amplificatore video (Cap. VI).

([37]) - Se si considera quale potenziale d'uscita il potenziale anodico del tubo *1*, v_a', il suo andamento è ancora di tipo rettangolare (svolgentesi, nell'esempio considerato, fra i valori *250* V e *192* V), ma con scatti invertiti: quando v_g' raggiunge V^+, il potenziale v_a' ha lo scatto in salita e quando v_g' scende a V^- ha lo scatto in discesa.

13. — Calcolo del circuito di Schmitt in un esempio particolare.

Come per il multivibratore monostabile ad accoppiamento catodico (n. 9), mentre non sarebbe agevole fare una trattazione generale del circuito di Schmitt, è abbastanza facile ricavarne le condizioni di funzionamento in ogni singolo caso particolare. Faremo ciò nell'esempio a cui si riferiscono i dati contenuti nella figura 51 *a*) valendoci delle caratteristiche del tubo (triodo *5965*) contenute nella figura 54.

Osserviamo che qualunque sia, dei due tubi, quello conduttore, le condizioni di funzionamento possono dedursi dal circuito della figura 55 ([38]):

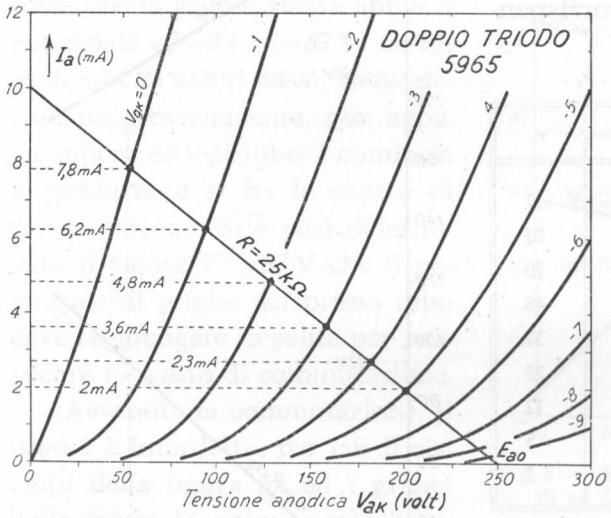


Fig. 54 — Caratteristiche anodiche del triodo *5965*: retta di carico corrispondente alla tensione $E_{ao}=250$ V ed alla resistenza $R=25$ kΩ.

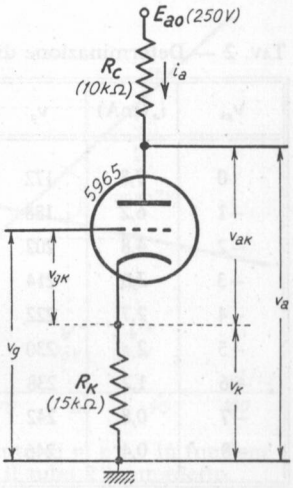


Fig. 55 — Circuito ridotto per determinare le condizioni di funzionamento.

in esso il tubo ha in serie complessivamente la resistenza $R_c+R_k=25$ kΩ e pertanto le sue condizioni di funzionamento sono caratterizzate dalla retta di carico tracciata nella figura 54. Da essa è ricavabile la relazione fra la corrente anodica i_a e la differenza di potenziale v_{gk} fra griglia e catodo. Per i successivi valori di v_{gk} corrispondenti alle caratteristiche della figura 54 (riportati nella colonna 1 della Tav. 2) i valori di i_a sono

([38]) - Detto circuito può considerarsi l'*amplificatore con doppia resistenza di carico* preso in considerazione nel Cap. III, n. 9; lo studio che segue ricalca quello a suo tempo compiuto.

quelli indicati nella colonna 2. Sono allora ricavabili i corrispondenti valori dei potenziali della placca e del catodo, espressi dalle relazioni:

$$v_a = E_{ao} - R_c\, i_a = 250 - 10^4\, i_a \quad , \quad v_k = R_k\, i_a = 15 \cdot 10^3\, i_a \; ;$$

essi sono riportati nella terza e quarta colonna della tabella. È anche possibile ricavare il corrispondente valore del potenziale di griglia che, in ogni caso, è $v_g = v_{gk} + v_k$; esso è riportato nella colonna 5 della tabella. In definitiva, dalle colonne 5, 4 e 3 risulta stabilita una corrispondenza biunivoca fra il potenziale v_g ed i valori di v_a e v_k: essa permette di tracciare i grafici della figura 56 che esprimono in forma esplicita la relazione che lega i potenziali di placca e di catodo, v_a e v_k, al potenziale di griglia v_g (sono le *caratteristiche di funzionamento, anodica e catodica*, viste nel Cap. III, n. 9, fig. 37).

TAV. 2 — Determinazione di v_a, v_k, v_g.

v_{gk}	i_a (mA)	v_a	v_k	v_g
0	7,8	172	117	117
−1	6,2	188	93	92
−2	4,8	202	72	70
−3	3,6	214	51	48
−4	2,7	222	41	37
−5	2	230	30	25
−6	1,2	238	18	12
−7	0,8	242	12	5
−8	0,4	246	6	−2

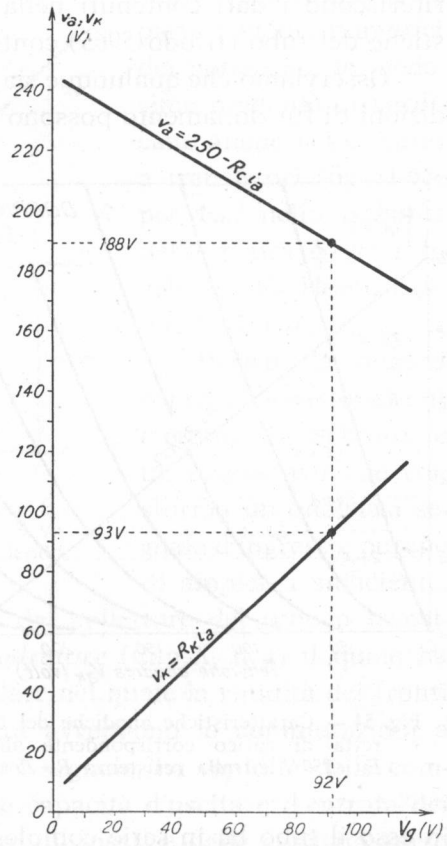


Fig. 56 — Grafici per determinare le condizioni di funzionamento del circuito di Schmitt.

Ciò posto, supponiamo che nel circuito originario (fig. 51 *a*) il tubo all'interdizione sia il primo: allora il suo potenziale anodico è $E_{ao} = 250$ V ([39]). Assumendo che i valori di R_1 ed R_2 abbiano valori tali che

([39]) - Si prescinde con ciò, per semplicità, dal passaggio di corrente nel partitore $R_1 R_2$,

risulti, ad esempio, $v_g'' = 0{,}37\, v_a'$, si avrà $v_g'' = 0{,}37\, E_{ao} = 92$ V: il grafico della figura 56 ci dice allora che in tali condizioni i potenziali della placca e del catodo del tubo *2* hanno i valori $v_a = 188$ V, $v_k = 93$ V. Risultano in tal modo determinati tutti i potenziali della figura 52 *a*), che si hanno quando il tubo *1* è all'interdizione.

Notiamo che, nelle condizioni dette, fra la placca ed il catodo del tubo *1* si ha la differenza di potenziale $v_{ak} = E_{ao} - v_k = 250 - 93 = 157$ V; dalle caratteristiche di figura 56 appare che a questa tensione anodica corrisponde una tensione di interdizione $v_{gk} = V_{gi}$ dell'ordine di -6 V. Perchè esista tale tensione fra griglia e catodo (che ha il potenziale di 93 V) occorre che la griglia stessa abbia il potenziale $v_g' = 93 - 6 = 87$ V: se v_g', partendo da valori bassi, viene elevata progressivamente, non appena supera *87* V il tubo *1* comincia a condurre e si ha lo scatto di commutazione. Si è così determinato il valore $V^+ = 87$ V che il potenziale di griglia del primo tubo deve raggiungere in salita per provocare lo scatto di commutazione.

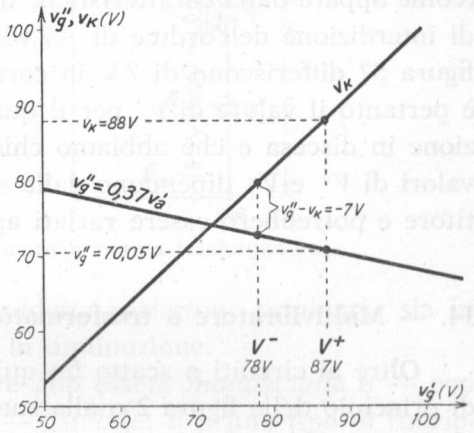


Fig. 57 — Andamento di v_k e v_g'' in funzione di v_g' quando il tubo 2 è interdetto.

Avvenuta la commutazione, il tubo *2* è interdetto, per cui il circuito della figura 55 ed i grafici della figura 56 valgono per il tubo *1*; da tali grafici possono ricavarsi i valori di v_a' e v_k per ogni valore di v_g, che ora coincide con v_g'. Per ogni valore di v_a' così determinato, si può poi ricavare il valore di $v_g'' = 0{,}37\, v_a'$. Nella figura 57 è riportato l'andamento di $v_g'' = 0{,}37\, v_a'$ in funzione di v_g' ([40]) ed è ridisegnato il corrispondente grafico di v_k. Appare dei due grafici che per $v_g' = 87$ V si ha $v_k = 88$ V, $v_g'' \cong 70$ V: la differenza di potenziale fra la griglia ed il catodo del tubo *2* è perciò sicuramente tale da mantenerlo all'interdizione. Se v_g' sale oltre *87* volt, la differenza fra v_g'' e v_k (differenza fra le

---

che produce una diminuzione del potenziale anodico dal valore E_{ao}; per poter fare ciò bisogna ammettere che i valori delle due resistenze del partitore siano molto grandi di fronte ad R_{el}, cosa che in pratica sempre avviene.

([40]) - Esso è ottenuto moltiplicando per *0,37* le ordinate del grafico di v_a della figura 56.

ordinate corrispondenti dei due grafici di fig. 57) aumenta in valore assoluto ed il tubo *2* rimane interdetto a maggior ragione che in precedenza.

Supponiamo ora che v_g' scenda: dalla figura 57 appare che scende anche v_k, mentre v_g'' sale, così che la differenza di potenziale $v_g'' - v_k$ diminuisce in valore assoluto e tende a zero. Per un certo valore di v_g' la differenza diviene eguale e poi minore della tensione di interdizione del tubo *2* e allora si ha la commutazione a scatto. Ciò avviene nell'intorno destro del punto in cui le due curve della figura 57 si incontrano ($v_k = v_g'' \cong 74$ V); in tale intorno la differenza di potenziale fra la placca ed il catodo del tubo *2*, $E_{ao} - v_k$, è dell'ordine di $250 - 74 = 176$ V, a cui (come appare dalla caratteristiche della fig. 54) corrisponde una tensione di interdizione dell'ordine di -7 volt. Le ordinate delle due curve della figura 57 differiscono di 7 V in corrispondenza all'ascissa $v_g' = 78$ V, che è pertanto il valore di v_g' per il quale si verifica lo scatto di commutazione in discesa e che abbiamo chiamato V^-. Potrebbe verificarsi che i valori di V^+ e V^- dipendono dalla scelta delle resistenze R_1, R_2 del partitore e potrebbero essere variati agendo sul loro valore.

14. — **Multivibratore a trasformatore (Oscillatore bloccato).**

Oltre ai circuiti a scatto fin qui esaminati, rispondenti allo schema di principio della figura 2 o alla sua variante della figura 32, ve ne sono altri nei quali il *circuito di reazione* (n. 1, fig. 1) non è un amplificatore; tali circuiti a scatto perciò, pur rispondendo esattamente allo schema della figura 1, non obbediscono allo schema di principio della figura 2; fra questi il più importante è il *multivibratore a trasformatore*, spesso noto col nome di *oscillatore bloccato*, di cui è già stato dato un cenno nel Vol. I (Cap. XIII, n. 3, fig. 11), facendone vedere la derivazione da un amplificatore a trasformatore.

Il circuito basilare del multivibratore a trasformatore può considerarsi quello indicato nella figura 58: in esso il circuito di reazione è costituito da un trasformatore, in cui i versi degli avvolgimenti, il rapporto di trasformazione ed i collegamenti agli elettrodi sono tali che ne risulti una reazione positiva molto spinta. La resistenza R ha funzione limitatrice della corrente di base o di griglia, che potrebbe altrimenti assumere valori pericolosi: la sua funzione può, in alcuni casi, essere svolta dalla resistenza stessa dell'avvolgimento secondario.

Come negli altri circuiti a scatto visti finora, la reazione positiva fa

sì che ogni variazione della corrente di collettore tenda ad esaltarsi col seguente meccanismo. Ogni variazione nel tempo della corrente nell'avvolgimento primario L_p del trasformatore desta nell'avvolgimento secondario L_s una f. e. m. indotta che risulta applicata nel circuito d'ingresso (base o griglia) ed ha segno tale da variare la tensione di ingresso nel senso da accrescere la primitiva variazione della corrente di collettore;

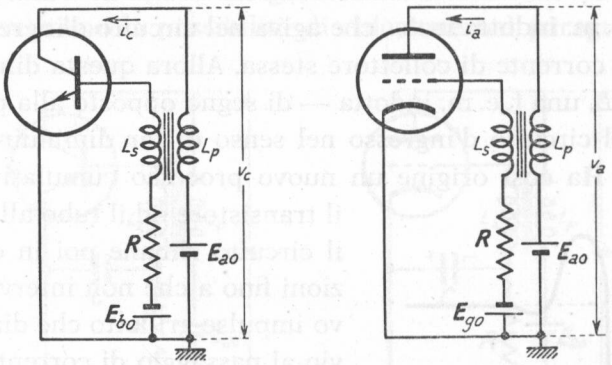


Fig. 58 — Circuito basilare del multivibratore a trasformatore.

ciò avviene tanto nel caso che la suddetta variazione originaria sia in aumento, quanto nel caso in cui sia in diminuzione.

Il multivibratore a trasformatore può essere *monostabile* o — con una variante circuitale che vedremo — *astabile*: il primo tipo di funzionamento (da cui inizieremo lo studio) si ha quando la tensione di polarizzazione ha valore tale da mantenere all'interdizione il tubo od il transistore. La tensione di collettore ha allora il valore E_{ao} e nessuna corrente fluisce nei due avvolgimenti del trasformatore. In queste condizioni, mediante un conveniente impulso-grilletto (applicato con modalità che vedremo nel numero seguente) si consenta il passaggio di una corrente, anche debolissima, di collettore: ha allora subito inizio un processo di esaltazione a scatto che porta il transistore od il tubo a comportarsi come un interruttore chiuso. A causa di ciò la tensione di collettore (v_c, v_a) si porta, in maniera praticamente istantanea, ad un valore bassissimo (quasi nullo nel caso del transistore), mentre la corrente di collettore, che scorre in L_p, ha una crescita più lenta e graduale perchè l'induttanza ha la nota proprietà di tendere ad opporsi alle variazioni di corrente. La velocità di accrescimento della corrente (di_c/dt) è comunque tale che la f. e. m. indotta nell'avvolgimento secondario, ed agente nel circuito d'ingresso, sia atta a mantenere il tubo od il transistore in decisa condu-

zione, così che essi si comportino al pari di interruttori chiusi, come si era supposto. Un'intensa corrente, limitata praticamente solo dalla resistenza R, fluisce intanto nella base del transistore ed anche nella griglia del triodo.

Tale situazione dura finchè la corrente di collettore (i_c, i_a) cresce; ma ad un certo momento la corrente raggiunge un valore di pratica saturazione per cui l'accrescimento cessa. Cessando l'accrescimento, si annulla la f. e. m. indotta in L_s, che agiva nel circuito d'ingresso nel senso di favorire la corrente di collettore stessa. Allora questa diminuisce e subito nasce in L_s una f. e. m. indotta — di segno opposto alla precedente — che agisce nel circuito d'ingresso nel senso di far diminuire la corrente di collettore. Ha così origine un nuovo processo cumulativo che porta il transistore od il tubo all'interdizione; il circuito rimane poi in queste condizioni fino a che non intervenga un nuovo impulso-grilletto che dia ancora l'avvio al passaggio di corrente ed alla sua progressiva esaltazione.

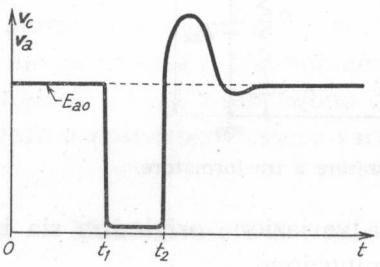


Fig. 59 — Andamento della tensione di collettore conseguente all'applicazione di un impulso-grilletto.

Nella figura 59 è indicato l'andamento della tensione di collettore (v_c, v_a) corrispondente al meccanismo di funzionamento sopra delineato: all'istante t_1, in cui si suppone applicato l'impulso di avviamento, l'induttanza primaria del trasformatore reagisce all'aumento di corrente con una f. e. m. autoindotta che ha segno tale da opporsi all'aumento stesso. Pertanto la tensione di collettore, che è la differenza fra E_{ao} e la tensione ai capi dell'avvolgimento primario, diminuisce fortemente dal valore E_{ao}, portandosi a valori molto piccoli; quando invece la corrente di collettore prende a diminuire, la f. e. m. autoindotta, tendendo ancora ad opporsi alla variazione, fà si che la tensione risalga al valore E_{ao}. Appare dalla figura 59, però, che v_c sorpassa il valore E_{ao} compiendo una breve oscillazione smorzata attorno ad esso: ciò è dovuto al fatto che la corrente nell'induttanza non può annullarsi bruscamente e, d'altra parte, non può passare attraverso il tubo od il transistore, che sono interdetti; essa si riversa nella capacità dell'avvolgimento primario (ed in altre capacità parassite) dando luogo, appunto, ad un fenomeno oscillatorio smorzato (Cap. XI, n. 6).

Indipendentemente dalla spiegazione data, che è stata molto appros-

simativa ed incompleta ([41]), il funzionamento del *circuito monostabile a trasformatore* è caratterizzato dal comportamento del tubo o del transistore uguale a quello di un interruttore; questo è sempre aperto all'infuori che in un breve intervallo di tempo che segue l'applicazione di un impulso-grilletto e che dipende essenzialmente dal valore di R e dalle caratteristiche del trasformatore. La tensione d'uscita è conseguentemente un impulso rettangolare, seguito da un transitorio a carattere oscillante, di cui vedremo la possibilità di riduzione nel paragrafo seguente.

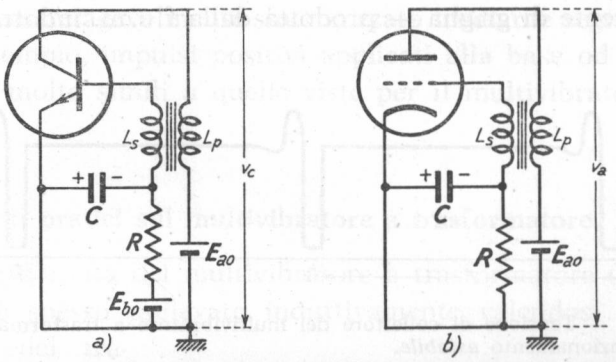


Fig. 60 — Schema basilare del multivibratore *astabile* a trasformatore.

Il funzionamento *astabile* del multivibratore a trasformatore si ottiene dando al tubo od al transistore una polarizzazione tale che — in assenza di reazione — essi risultino conduttori; in parallelo alla resistenza R occorre poi disporre una capacità C, da cui verrà a dipendere il periodo del multivibratore. Gli schemi relativi sono indicati nella figura 60: in quello a transistore occorre una f. e. m. positiva per la polarizzazione (negativa per i transistori *p-n-p*), mentre essa non è necessaria per il circuito a tubi.

Con riferimento a quest'ultimo, per comprendere il meccanismo di funzionamento astabile, ammettiamo che la capacità C sia inizialmente

---

([41]) - Lo studio del circuito a scatto a trasformatore presenta difficoltà molto superiori a quelle degli altri circuiti a scatto già studiati; ciò è dovuto sia alla presenza del trasformatore con nucleo ferromagnetico (organo difficilmente assoggettabile a calcoli in regime transitorio), sia perchè il transistore e sopratutto il tubo vanno a lavorare in condizioni inconsuete e poco note. Per una trattazione più esauriente ed accurata si veda il già citato testo: J. MILLMANN, H. TAUB - *Pulse, digital and switching waveforms*, Cap. 16 (Ed. Mc Graw-Hill, New York).

caricata con una tensione negativa $-V$, tale che — nonostante la presenza della resistenza R collegata a massa — il tubo risulti interdetto. Ma la capacità C non può non scaricarsi attraverso R (con costante di tempo RC) e la tensione di griglia salirà tendendo a zero: si arriva, perciò, ad un momento in cui la tensione di griglia raggiunge e supera il valore di interdizione. Immediatamente, allora, ha inizio il processo a scatto del circuito, che avviene praticamente con le medesime modalità già viste per il funzionamento monostabile, a cui corrisponde l'andamento della tensione di uscita indicato nella figura 59. Questa volta, però, la corrente di griglia — prodotta dalla f.e.m. indotta nell'avvolgi-

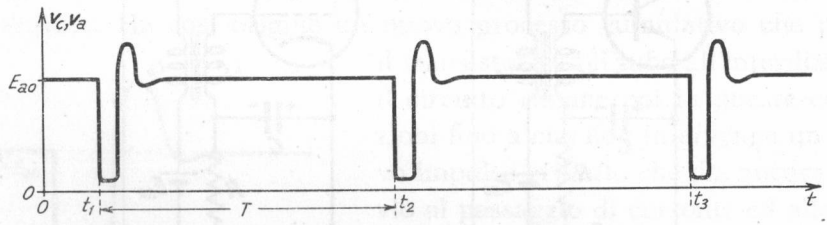


Fig. 61 — Tensione di collettore del multivibratore a trasformatore in funzionamento *astabile*.

mento secondario dall'accrescimento della corrente di collettore — fluisce prevalentemente entro la capacità C. Essa provvede a reintegrare nella capacità C la carica dissipata nella precedente scarica attraverso R; avviene perciò che, alla fine del funzionamento a scatto, la capacità C si ritrova carica — come prima della scarica — ad una tensione negativa, abbondantemente sufficiente a mantenere all'interdizione il tubo. Esso rimarrà in tale condizione finchè, per la scarica di C attraverso ad R, la tensione di griglia non raggiunga e superi il valore di interdizione: ha luogo, allora, un nuovo funzionamento a scatto ed il processo si ripete ([42]). Le stesse vicende accadono, evidentemente, nel circuito a transistore: nell'uno o nell'altro circuito l'andamento della tensione di collettore risulta quello indicato nella figura 61. Il tubo od il transistore non possiedono uno stato di funzionamento stabile, ma passano perio-

([42]) - L'ammissione iniziale di una carica conferita alla capacità non è che un artifizio per dare un chiaro inizio al funzionamento: in realtà la suddetta carica deriva da un precedente funzionamento a scatto. Il primo funzionamento a scatto si ha poi non appena viene data la tensione di alimentazione al circuito, perchè la capacità C è scarica e perciò il tubo od il transistore conducono.

dicamente e spontaneamente dallo stato di interdizione a quello di conduzione: il funzionamento del circuito è dunque *astabile*. È appunto in questo tipo di funzionamento che il circuito a scatto considerato ha propriamente il nome di *oscillatore bloccato*: esso è una sorta di *oscillatore di Meissner* (Vol. II, Cap. VI, nn. 1-2), ma le oscillazioni sono periodicamente *bloccate* sul nascere.

Il periodo T delle oscillazioni è proporzionale alla costante di tempo RC, ma dipende anche, in maniera non facile da precisare, dalla tensione di alimentazione e dal tipo di trasformatore usato. L'oscillatore bloccato può essere agevolmente sincronizzato mediante segnali periodici esterni (ad esempio, impulsi positivi applicati alla base od alla griglia) con modalità molto simili a quelle viste per il multivibratore di Abraham (n. 5).

15. — Elementi pratici sul multivibratore a trasformatore.

Il segnale d'uscita del multivibratore a trasformatore (monostabile od astabile) è spesso prelevato induttivamente valendosi di un terzo avvolgimento del trasformatore (*terziario*) come è indicato nella figura 62 *a*) ed ha l'andamento indicato nel diagramma *b*) della medesima figura. Gli impulsi che così si ottengono, con un'opportuna scelta del trasformatore e delle condizioni di funzionamento, sono di forma pressochè rettangolare seguita però da una oscillazione smorzata; questa può, peraltro, essere praticamente eliminata ponendo in parallelo ad uno degli avvolgimenti del trasformatore una resistenza di smorzamento, R_s, come si fa nei formatori di guizzi ad induttanza (Cap. XI, n. 6). Ciò è mostrato nella figura 62 *c*),

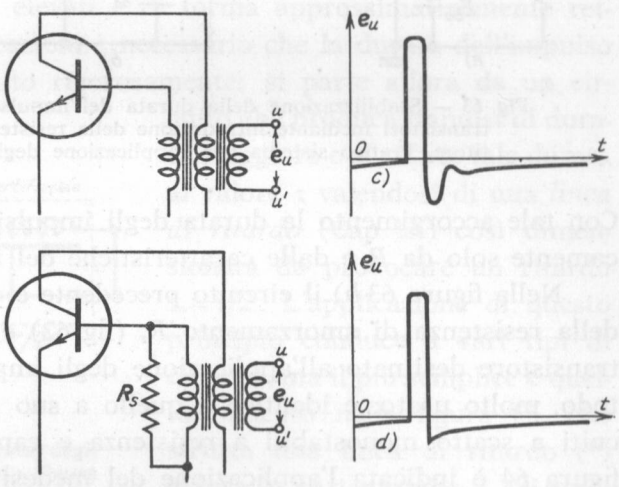


Fig. 62 — Particolari relativi alla costituzione del multivibratore a trasformatore e corrispondente andamento dei segnali d'uscita.

mentre nel diagramma *d*) è indicato il corrispondente andamento degli impulsi in uscita: risultati analoghi si ottengono con una resistenza (che può essere lo stesso utilizzatore) direttamente collegata ai morsetti d'uscita.

La durata di ciascun impulso pseudorettangolare dipende essenzialmente dal valore della resistenza R (fig. 58) e dalle caratteristiche del trasformatore, ma dipende anche in piccola misura, dalle tensioni di alimentazione e, nei circuiti a transistori, dalla loro temperatura. In varie applicazioni la dipendenza della durata dell'impulso della temperatura costituisce un inconveniente grave; ma l'effetto può essere fortemente limitato introducendo una sorta di stabilizzazione, ottenuta trasportando la resistenza R in serie all'emettitore, come è indicato nella figura 63 *a*).

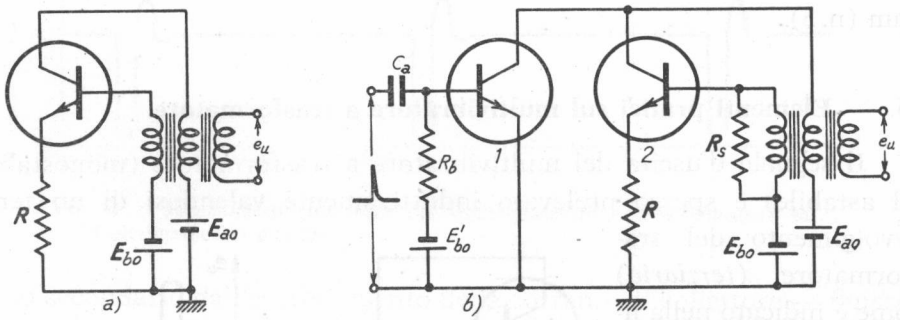


Fig. 63 — Stabilizzazione della durata dell'impulso di un *monostabile* a transistori mediante introduzione della resistenza R in serie all'emettitore. Pratico sistema per l'applicazione degli impulsi-grilletto.

Con tale accorgimento la durata degli impulsi viene a dipendere praticamente solo da R e dalle caratteristiche del trasformatore.

Nella figura 63 *b*) il circuito precedente è completato con l'aggiunta della resistenza di smorzamento R_s (fig. 62) e con quella di un nuovo transistore destinato all'applicazione degli impulsi-grilletto: questo metodo, molto usato, è identico a quello a suo tempo introdotto nei circuiti a scatto monostabili a resistenza e capacità (n. 7, fig. 26). Nella figura 64 è indicata l'applicazione del medesimo sistema al circuito a tubi (per semplicità manca la resistenza di smorzamento): il tubo *1* è normalmente tenuto all'interdizione dalla f. e. m. continua E'_{go}. Ma un impulso-grilletto positivo applicato alla sua griglia tramite il condensatore C_a, porta il tubo a condurre: essendo la placca del tubo collegata all'alimentatore E_{ao} tramite l'avvolgimento primario del trasformatore, ciò provoca in esso un passaggio di corrente; nasce allora una f. e. m.

indotta nell'avvolgimento secondario che dà l'avvio al funzionamento a scatto del multivibratore. La presenza del tubo *1* è senza effetto sul funzionamento del multivibratore perchè, terminato il breve impulso applicato alla sua griglia, esso torna nel suo stato normale di interdizione.

Le applicazioni del multivibratore a trasformatore sono molteplici sia nel funzionamento astabile che in quello monostabile: il multivibratore *astabile* è utilizzato generalmente come generatore di impulsi periodici destinati a costituire i segnali di avviamento per altri sistemi a scatto.

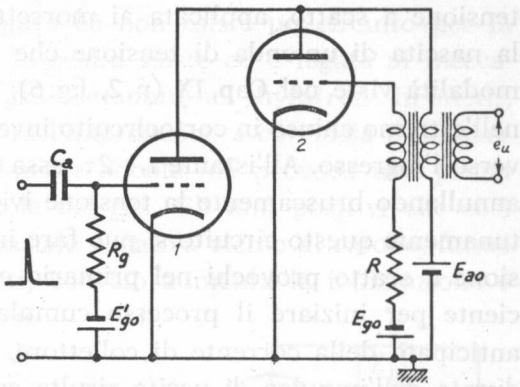


Fig. 64 — Applicazione degli impulsi-grilletto mediante un triodo (*triodo-grilletto*).

Il funzionamento a scatto *monostabile* è sopratutto usato per ottenere stretti impulsi di tensione, corrente e potenza molto elevati e di forma approssimativamente rettangolare. In talune applicazioni è necessario che la durata dell'impulso abbia un valore τ prefissato rigorosamente: si parte allora da un circuito che produca impulsi di durata maggiore e si riduce tale durata al valore τ valendosi di una *linea di ritardo* (Cap. IX) così dimensionata da provocare un ritardo $\tau_0 = \tau/2$. L'applicazione di questo principio conduce a vari tipi di circuito, ma il più semplice e quello indicato nella figura 65, che sfrutta una linea di ritardo ([43]) chiusa in cortocircuito, i cui morsetti d'ingresso sono semplicemente collegati ai morsetti dell'avvolgimento terziario: questi costituiscono poi sempre i morsetti d'uscita del circuito a scatto.

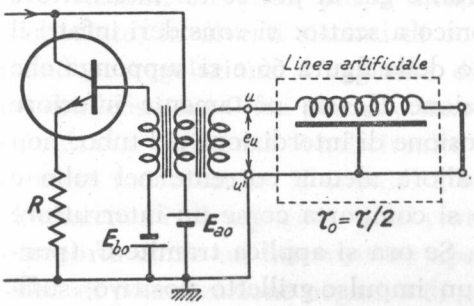


Fig. 65 — Controllo della durata degli impulsi con linea di ritardo chiusa in cortocircuito.

Il comportamento del circuito è sostanzialmente il seguente. Suppo-

([43]) - Naturalmente la linea di ritardo è del tipo artificiale descritta nel n. 5 del Cap. IX.

niamo che, ad un certo istante t_1, un impulso grilletto (applicato, ad esempio, col metodo della fig. 63 *b*) inizi il funzionamento; nasce allora ai capi del terziario del trasformatore una tensione v_u con andamento a scatto che inizialmente è quello stesso indicato nella figura 62. Tale tensione a scatto, applicata ai morsetti d'ingresso della linea, provoca la nascita di un'onda di tensione che si propaga lungo la linea con le modalità viste nel Cap. IX (n. 2, fig. 6); dopo τ_o secondi l'onda si riflette nell'estremo chiuso in cortocircuito invertendo la propria polarità e torna verso l'ingresso. All'istante $t_1+2\tau_o$ essa raggiunge i morsetti del terziario annullando bruscamente la tensione ivi esistente; dimensionando opportunamente questo circuito si può fare in modo che tale variazione di tensione a scatto provochi nel primario e nel secondario una f. e. m. sufficiente per iniziare il processo cumulativo che porta all'annullamento anticipato della corrente di collettore. Il risultato finale è, così, che la durata dell'impulso di uscita risulta esattamente $2\tau_o=\tau$.

16. — **Circuiti a scatto con thyratron.**

Una classe di circuiti a scatto che apparentemente non è basata sullo schema generale di principio della figura 1 (n. 1) è quella che fa uso dei *thyratron* (Vol. I, Cap. VII, n. 4) o, più in generale, dei tubi a gas. Il thyratron è già di per sè un interruttore elettronico a scatto: si consideri infatti il circuito della figura 66 e si supponga che la tensione E_{go} sia nettamente inferiore alla tensione di interdizione del tubo: non passa allora alcuna corrente nel tubo e questo si comporta come un interruttore aperto. Se ora si applica tramite C_i (punto *A*) un impulso-grilletto positivo, sufficientemente alto per far superare alla griglia la tensione di interdizione, il tubo si *innesca* e lascia passare corrente, comportandosi come un interruttore chiuso. Il nuovo stato è del tutto stabile: per far tornare il tubo all'interdizione occorre un intervento esterno che potrebbe essere l'applicazione alla placca (punto *B*) di un forte impulso negativo, il quale abbassi momentaneamente la tensione anodica al di sotto del valore di *disinnesco*. Nel circuito della figura 66 si hanno

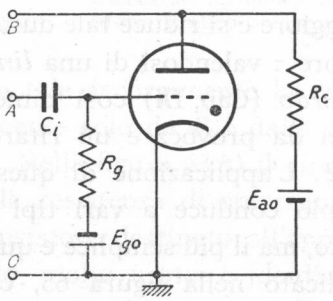


Fig. 66 — Semplice circuito a scatto bistabile utilizzante un *thyratron*.

dunque due possibili stati stabili, in cui il thyratron si comporta come un interruttore aperto o chiuso: il circuito è quindi *bistabile* ed ha bisogno di due comandi esterni diversi che provochino le due commutazioni fra i due stati.

Nel semplice schema della figura 66 non esiste un circuito per la reazione positiva, ma la reazione in realtà esiste ed è legata al meccanismo di innesco e disinnesco del gas contenuto nel thyratron: in effetti, quando la tensione di griglia supera l'interdizione e comincia a passare corrente anodica, questa è inizialmente debole ma provoca una prima ionizzazione per urto delle molecole del gas. Gli ioni positivi che così si formano, riducendo la carica spaziale negativa vicino al catodo, fanno sì che la corrente anodica aumenti; con ciò aumenta la ionizzazione e la formazione di ioni positivi, da cui consegue un ulteriore aumento di corrente. Il processo è manifestamente cumulativo e porterebbe la corrente anodica a valori altissimi se essa non fosse limitata dalla presenza della resistenza R_c.

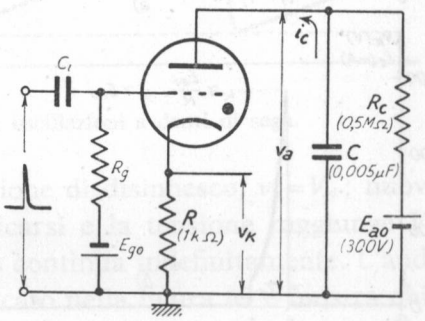


Fig. 67 — Circuito monostabile o astabile (a seconda del valore di E_{go}) attuato con un thyratron.

Il circuito a scatto bistabile a thyratron della figura 66 è impiegato (con varianti circuitali più o meno immediate) in diversi sistemi di comando e regolazione. L'aggiunta di un condensatore C fra placca e massa e di una resistenza R nel circuito catodico lo trasforma in un semplice circuito monostabile. Il circuito è indicato nella figura 67 ed il suo funzionamento è il seguente: il thyratron è normalmente interdetto (e si comporta come un interruttore aperto) per la presenza della forte tensione di polarizzazione negativa di griglia E_{go}; il condensatore C è perciò carico alla tensione E_{ao} (essendosi caricato in un tempo precedente alle nostre considerazioni attraverso R_c). Se, ad un certo istante t_1, un impulso-grilletto positivo rende il thyratron conduttore, il condensatore si scarica attraverso la serie del tubo e della resistenza R (44); la scarica è esponenziale con costante di tempo T_1 praticamente uguale a

(44) - Lo scopo della resistenza R è quello di limitare il valore della corrente nel thyratron che, all'inizio della scarica, risulterebbe altrimenti grandissimo e dannoso per il tubo.

CR ([45]), per cui l'andamento della tensione v_a ai capi del condensatore è quello della curva discendente della figura 68 *a*); non appena v_a scende ad un valore più basso della tensione di disinnesco V_d del thyratron, questo smette di far passare corrente e la scarica cessa. Ciò accade, nella figura 68 *a*) all'istante t_2; dopo tale istante il condensatore prende a caricarsi tendendo esponenzialmente (con costante di tempo $T_2 = R_c C$ molto maggiore di T_1) ad assumere la tensione di riposo E_{ao}. Nella figura 68 *b*) è indicato l'andamento della corrente i_c che attraversa il thyratron durante la scarica e quello identico (a parte la scala delle ordinate) della tensione $v_k = R\, i_c$, spesso considerata tensione d'uscita del dispositivo ([46]). In definitiva, nel circuito considerato il thyratron si comporta come un interruttore che normalmente è aperto e si chiude all'istante t_1 sotto comando di un impulso-grilletto positivo; rimane chiuso per un tempo $\tau_o = t_2 - t_1$, che dipende dalla costante di tempo $T_1 = RC$ oltre che dai valori di E_{ao} e V_d, e poi si riapre rimanendo in questa situazione stabile finchè non interviene un nuovo impulso-grilletto a farlo chiudere.

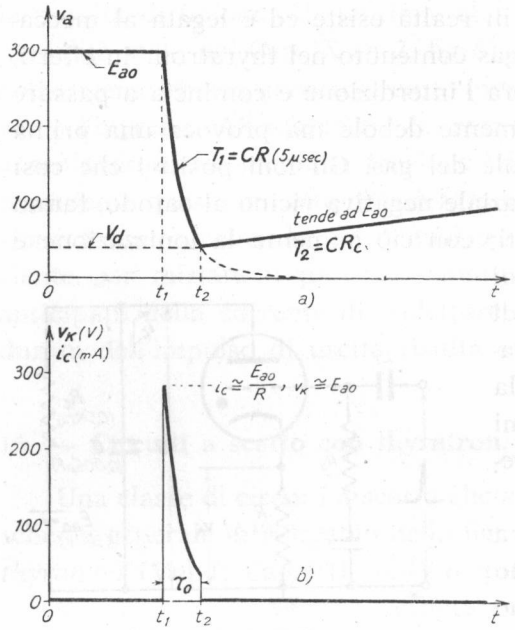


Fig. 68 — Andamento di v_a, i_c, v_k nel funzionamento monostabile.

Gli usi del circuito monostabile esaminato, o di altri da esso derivati con qualche variante schematica ([47]), sono molteplici, ma noi non ci fermeremo su di essi; vogliamo invece mettere in evidenza la possibilità

([45]) - La resistenza del thyratron è minima ed è trascurabile di fronte ad R, che nell'esempio considerato è *1000* Ω; trascurabile è anche l'effetto di R_c che è molto più grande di R.

([46]) - I valori numerici contenuti nella figura 68 si riferiscono all'esempio particolare relativo ai dati di figura 67.

([47]) - Una, ovvia, è quella di disporre la resistenza limitatrice R direttamente in serie a C, invece che nel circuito catodico.

che il circuito ha (in comune con tutti i circuiti monostabili) di passare ad un funzionamento astabile. Per questo, dopo l'istante t_1, si diminuisca (in valore assoluto) la tensione E_{go}, in maniera che il tubo, pur rimanendo all'interdizione quando la tensione anodica è inferiore ad un valore prescelto V_i, divenga invece conduttore quando è $v_a \geqq V_i$. Allora, dopo t_2, quando la tensione v_a salendo esponenzialmente verso E_{ao} (fig. 69) raggiunge il valore V_i, avviene l'innesco del thyratron, a cui consegue la

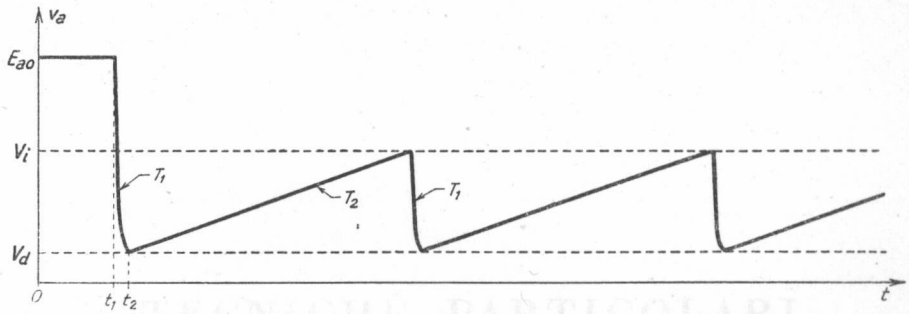


Fig. 69 — Funzionamento astabile: oscillazioni a denti di sega.

scarica del condensatore fino alla tensione di disinnesco, $v_a = V_d$; nuovamente il condensatore riprende a caricarsi e la tensione raggiunge V_i; si ha ancora una scarica ed il processo continua indefinitamente. L'andamento di v_a in queste condizioni è indicato nella figura 69 e mostra chiaramente come il funzionamento del circuito sia divenuto astabile ([78]).

([48]) - Il circuito, in tali condizioni, è il noto *oscillatore a denti di sega* spesso usato negli oscillografi (Vol. I: Cap. VII, n. 5, fig. 7; Cap. XV, n. 5, fig. 12).

PARTE TERZA

TECNICHE PARTICOLARI

CAPITOLO XIII

L'ELETTRONICA NELLA TECNICA DEL RADAR E DELLE COMUNICAZIONI AD IMPULSI

1. — Generalità sulle tecniche prese in considerazione.

In analogia con quanto si è fatto negli altri volumi prenderemo in considerazione alcune tecniche particolari che consentano di vedere l'applicazione pratica di molti circuiti e dispositivi elettronici studiati.

Oltre ad assolvere tale compito, però, le tecniche che prenderemo in esame (elettronica del radar e dei sistemi di comunicazione ad impulsi, televisione, strumentazione nucleare) offrono l'opportunità di studiare alcuni argomenti che, pur importanti, non hanno trovato la loro sede logica nella trattazione precedente, impostata essenzialmente in base al criterio di studiare le operazioni sui segnali. Il loro studio è pertanto utile anche per coloro che non hanno un interesse specifico alle tecniche trattate.

2. — Cenni sull'elettronica del radar: schema di principio di un radar.

La tecnica radar è uno dei campi di applicazione dell'elettronica più vasti e fecondi: nello spirito di quanto è detto nel paragrafo precedente, ne daremo un cenno prendendo lo spunto dal semplice schema di principio di un radar indicato nella figura 1, che supporremo a microonde con trasmettitore a magnetron [1].

---

[1] - Per la comprensione di quanto segue sono sufficienti i pochi cenni sul radar contenuti nel Cap. XX del Vol. II. Per uno studio più approfondito delle applicazioni dell'elettronica al radar è molto utile il testo: J. F. REINTJES and G. T. COATE: *Principles of Radar* (Ed. Mc Graw-Hill, 1952). La trattazione più completa della radartecnica è costituita dalla collana dei 28 volumi del M. I. T. Radiation Laboratory, edita da Mc Graw-Hill, New York, 1947.

Il funzionamento del radar schematizzato nella figura 1 è il seguente: un oscillatore — detto *pilota di cadenza* e costituito generalmente da un *oscillatore bloccato* (Cap. XII, n. 14) — genera brevi impulsi di tensione che si succedono con una frequenza F; essi sono indicati nel diagramma *a*) della figura 1, dove il periodo $T=1/F$ degli impulsi si è supposto essere *1000* μsec. Gli impulsi del pilota di cadenza, con un meccanismo che vedremo nel n. 3, danno l'avvio nel *modulatore* alla formazione di impulsi rettangolari negativi di grande ampiezza che sono

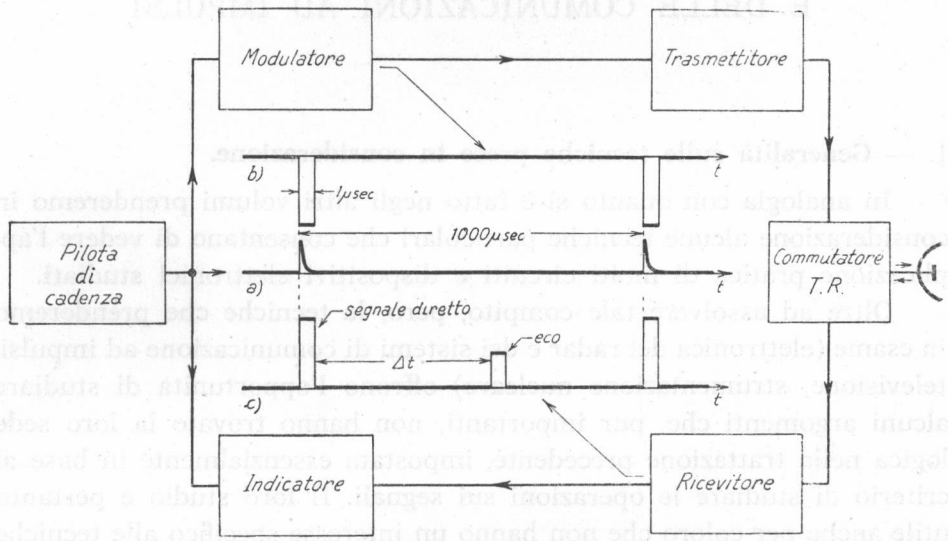


Fig. 1 — Schema di principio di un radar.

applicati fra catodo ed anodo del magnetron; gli impulsi prodotti dal modulatore sono indicati nel diagramma *b*) della figura 1, dove si è supposto che essi abbiano una durata di *1* μsec. In corrispondenza ad ogni impulso negativo applicato al magnetron si ha l'emissione, tramite il *commutatore trasmissione-ricezione* (*T. R.*) e l'antenna, di un treno d'onde che si irradia nello spazio: contemporaneamente il commutatore cortocircuita l'ingresso del ricevitore, così da evitare che l'enorme energia emessa giunga entro il ricevitore danneggiandone i circuiti d'ingresso. Nonostante il cortocircuito al suo ingresso, il ricevitore risente dell'emissione di ogni treno di onde; si ha quindi alla sua uscita un impulso (detto *segnale diretto*) contemporaneo praticamente ad ogni treno d'onde emesso. Al ricevitore poi — la cui entrata è stata aperta dal commutatore *T. R.* immediatamente dopo l'emissione — giungono i treni d'onde

riflessi dagli eventuali ostacoli; essi si ritrovano all'uscita del ricevitore sotto forma di impulsi (*echi*) intercalati fra i successivi segnali diretti. I segnali d'uscita (diagr. *c* della fig. 1) sono applicati all'*indicatore oscillografico*, in cui speciali dispositivi (che esamineremo nel n. 5) comandati dagli impulsi del pilota di cadenza, permettono la misura del ritardo Δt esistente fra ciascun eco ed il rispettivo segnale diretto.

Senza prendere in considerazione le parti dello schema che riguardano la *tecnica delle microonde* (magnetron, circuiti d'ingresso del ricevitore, antenna e sistemi di collegamento al trasmettitore e ricevitore), ci occuperemo nei numeri seguenti della costituzione interna del modulatore e dell'indicatore.

3. — Costituzione dei modulatori per magnetron.

Compito del modulatore nel radar è quello di applicare fra catodo e placca del magnetron ([2]) la prescritta tensione di alimentazione durante brevi intervalli di tempo con frequenza di ripetizione stabilita dal pilota di cadenza. Consideriamo, ad esempio, un magnetron operante con le seguenti caratteristiche: *1000* impulsi al secondo con durata $\tau = 1$ μsec, potenza di cresta *100* kW, tensione anodica *12* kV, rendimento *50%*. Il modulatore deve applicare al catodo (l'anodo è collegato a massa) una tensione che abbia le caratteristiche indicate nella figura 2; la potenza di cresta che il modulatore deve conferire al magnetron è (dato il rendimento del medesimo) *200* kW ed a ciò corrisponde una corrente anodica di *16,7* A. Trattasi di prestazioni assai gravi a cui si sodisfa normalmente con due sistemi diversi basati uno sulla scarica di un condensatore (preventivamente caricato negli intervalli fra i successivi impulsi) attraverso un tubo elettronico funzionante da interruttore (Cap. XI, n. 4) e l'altro sulla *scarica* di una linea artificiale, caricata, come il condensatore, negli intervalli fra un impulso e l'altro attraverso ad un tubo a gas (thyratron).

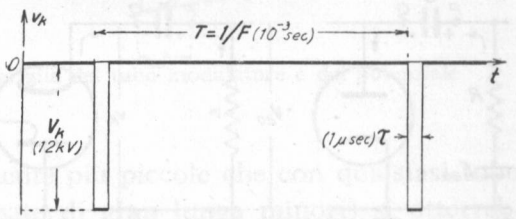


Fig. 2 — Andamento della tensione applicata dal modulatore al catodo del magnetron.

([2]) - Vol. II, Cap. XXVIII, n. 5.

Lo schema di un modulatore del primo tipo, che si dice *a tubo duro* (3), è indicato nella figura 3 *a*): alla griglia del triodo (*tubo modulatore*) è applicata la tensione ad impulsi indicata nel diagramma *a*) della figura 4, ottenuta generalmente da un *multivibratore monostabile a trasformatore* (4) comandato dagli impulsi del pilota di cadenza; il triodo si comporta perciò come un interruttore normalmente aperto che si chiude in corrispondenza agli impulsi. Fra un impulso e l'altro il tubo modulatore è all'interdizione ed il condensatore C si carica alla tensione di alimentazione attraverso la resistenza R ed il diodo (fig. 3 *b*); in conseguenza di ciò i punti P e Q si portano rispettivamente ai potenziali E_{ao} e zero, per cui attraverso al magnetron non passa corrente. Durante ogni impulso la griglia del triodo è resa positiva così che il tubo diviene fortemente conduttore comportandosi come una resistenza r di piccolo valore (Cap. X, n. 4), come è indicato nella figura 3 *c*) (5): il punto P si porta allora ad un potenziale V_{ao} assai basso e di conseguenza (poichè la tensione ai capi del condensatore non può cambiare istantaneamente dal valore E_{ao}) il punto Q si porta ad un potenziale negativo pari a $-(E_{ao} - V_{ao})$. Il magnetron diviene allora conduttore ed il condensatore si scarica attraverso ad esso e ad r (fig. 3 *c*); se il valore di C è sufficientemente grande onde la costante di tempo di scarica (determinata da C e dalle resistenze equivalenti del tubo modulatore e del

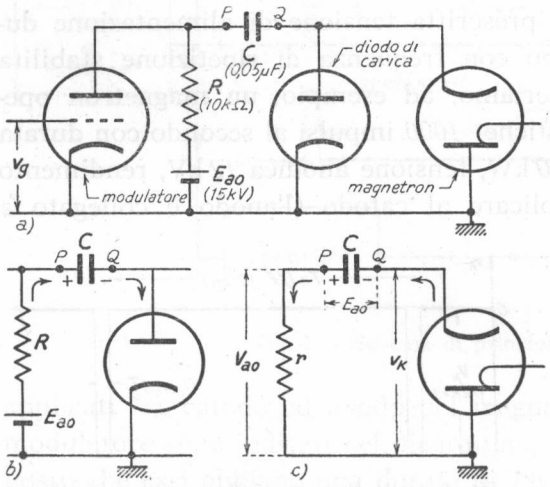


Fig. 3 — Modulatore *a tubo duro*.

(3) - *Tubo duro* e *tubo molle* sono dizioni qualche volta usate al posto di tubo a vuoto e tubo a gas.

(4) - Normalmente in esso la durata degli impulsi è fissata da una linea di ritardo, col metodo visto nel Cap. XII, n. 16.

(5) - Nel circuito della fig. 3 *c*), a cui si riduce il circuito originario del modulatore, si è fatto astrazione da R e dall'alimentatore, perchè esercitano un effetto trascurabile, e dal diodo che si comporta come un circuito aperto.

magnetron) sia assai maggiore della durata τ dell'impulso, la tensione ai capi del magnetron rimane, durante tutto l'impulso, sufficientemente costante ed uguale a $-(E_{ao}-V_{ao})$, come è indicato nel diagramma *b*) della figura 4. Il tubo modulatore deve fornire delle prestazioni molto gravi: esso deve permettere il passaggio delle forti correnti anodiche del magnetron con tensioni anodiche V_{ao} relativamente piccole. Si usano normalmente tubi a fascio o pentodi costruiti appositamente: ad esempio, un tipo comune (*715 B*), con una caduta anodica $V_{ao}=1500$ V, lascia passare una corrente di *15* A quando la griglia ha una tensione positiva di *200* V (tensione di schermo $V_s=1200$ V).

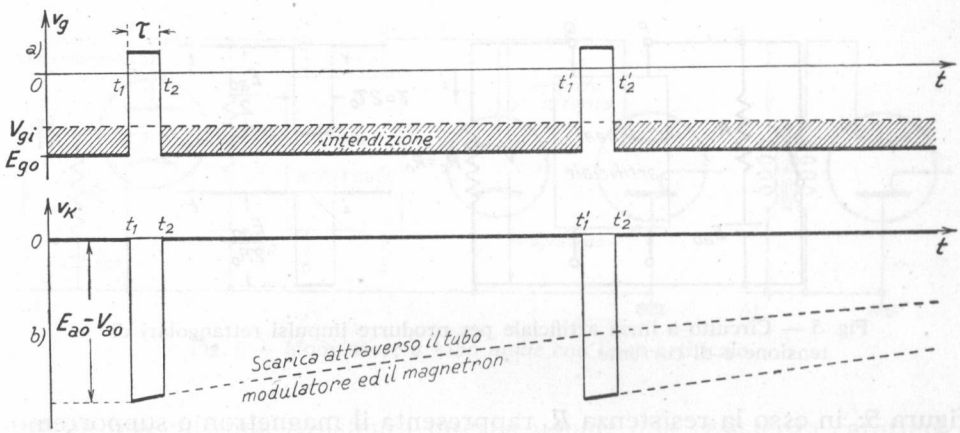


Fig. 4 — Andamento del segnale di griglia del tubo modulatore e del potenziale catodico del magnetron.

Cadute di tensione enormemente più piccole che con qualsiasi tubo a vuoto (e quindi potenze dissipate di gran lunga minori) si otterrebbero usando tubi a gas; ma se al triodo modulatore della figura 3 *a*) si sostituisse un thyratron avverrebbe che, una volta iniziato il processo di scarica del condensatore, questo si concluderebbe con la scarica praticamente totale del condensatore. Ciò perchè nel thyratron, una volta avvenuto l'innesco, la tensione di griglia perde ogni azione di controllo (Vol. I, Cap. VII, n. 4) ed il passaggio di corrente anodica prosegue fino a che la tensione anodica non è scesa al disotto del valore di disinnesco (Vol. I, Cap. VII, nn. 4-5). In queste condizioni il potenziale catodico del magnetron perderebbe il voluto carattere impulsivo (fig. 4 *b*) ed invece salirebbe esponenzialmente dal valore $-(E_{ao}-V_{ao})$ a circa zero.

La situazione diviene peraltro completamente diversa se al posto del

condensatore C si pone una *linea artificiale aperta all'estremità;* essa infatti, come vedremo fra un momento, si carica fra un impulso e l'altro come il condensatore, ma quando il thyratron conduce si scarica completamente, in un tempo τ pari al doppio del ritardo che essa è in grado di produrre, *conservando tensione costante durante tutta la scarica.* Avvenuta la scarica, il thyratron si disinnesca e la linea si ricarica, per poi fornire un nuovo impulso di scarica non appena il thyratron riceve un nuovo impulso di innesco. Su questo principio sono basati i modulatori del secondo tipo, detti *a tubo molle.* Rappresentando il thyratron con un interruttore, il loro schema di massima è quello indicato nella

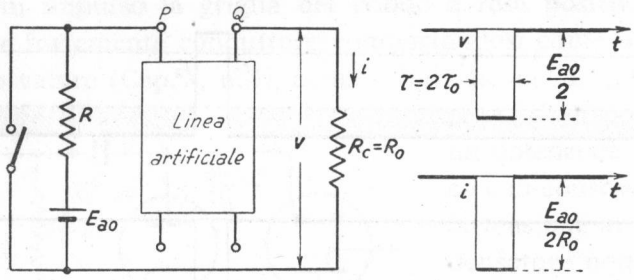


Fig. 5 — Circuito a linea artificiale per produrre impulsi rettangolari di tensione e di corrente.

figura 5: in esso la resistenza R_c rappresenta il magnetron e supporremo che abbia valore uguale alla resistenza caratteristica della linea, $R_c=R_0$.

Coll'interruttore aperto la linea si carica alla tensione E_{a0} attraverso R_c ed R, che è una resistenza di valore molto più grande di R_0 ([6]); quando la linea è carica la tensione e la corrente in R_c sono nulle. Alla chiusura dell'interruttore la linea di scarica su R_c con le modalità viste nel Cap. IX, n. 3 (fig. 8), così che la tensione e la corrente nella resistenza hanno l'andamento indicato nella stessa figura 5; con una scelta opportuna della linea e di E_{a0} si può fare in modo che τ abbia valori piccoli quanto oc-

([6]) - Nel Cap. IX, n. 3 si sono studiate le modalità con cui avviene la carica di una linea aperta attraverso ad una resistenza uguale ad R_0; se la resistenza è diversa il processo di carica avviene con modalità diverse, ma i risultati finali sono i medesimi: dopo un periodo transitorio dipendente dal ritardo proprio della linea, questa risulta carica alla tensione applicata E_{a0} ed ha immagazzinato un'energia $W=CE_{a0}^2/2$. Nel caso della linea artificiale (Cap. IX, n. 5) la carica della linea è, in realtà, carica dei singoli condensatori costituenti ed è in questi che risulta immagazzinata l'energia.

corre e che la tensione e la corrente abbiano i valori prescritti per l'alimentazione di un dato magnetron.

Il circuito effettivo del *modulatore a tubo molle* è indicato nella figura 6 *a*): il thyratron è mantenuto all'interdizione dalla tensione E_{go} fortemente negativa (interruttore aperto), per cui la linea si carica alla tensione E_{ao} attraverso la resistenza R ed il diodo posto in parallelo al magnetron. Non appena alla griglia del thyratron giunge un impulso-grilletto proveniente dal pilota di cadenza, esso diviene fortemente conduttore e si comporta come un interruttore chiuso: la linea si scarica sul magnetron con le modalità viste sopra. Poichè è difficile che il magnetron presenti una resistenza interna uguale alla resistenza caratteristica della linea, esso viene generalmente collegato al circuito tramite un trasformatore adattatore (7), come è indicato nella figura 6 *b*); in tal caso non è più necessario il diodo di carica perchè questa si effettua attraverso il primario del trasformatore.

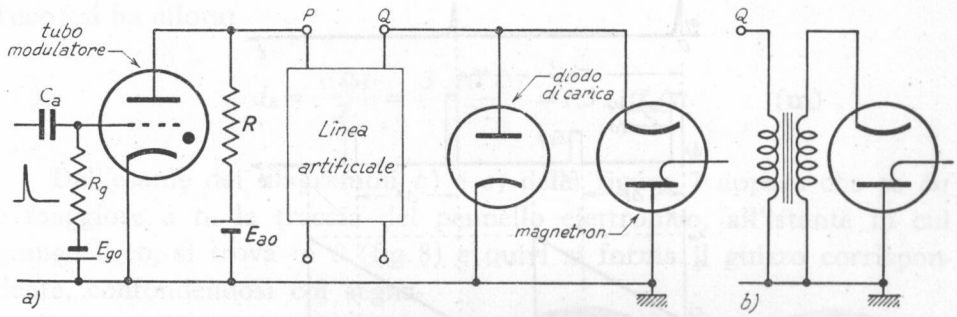


Fig. 6 — Modulatore *a tubo molle* con linea artificale.

4. — Generalità sull'indicatore del radar.

Fra gli organi che costituiscono il radar ha grande interesse l'*indicatore,* sia per l'applicazione che in esso si fa di molti circuiti studiati,

(7) - Affinchè la forma rettangolare degli impulsi venga conservata, il trasformatore — che si dice *trasformatore di impulsi* — deve essere attuato con speciali precauzioni: esso deve avere minimi i flussi dispersi, le capacità parassite e le perdite nel nucleo. Ciò si ottiene sostanzialmente avvolgendo strettamente primario e secondario, quanto lo consente l'isolamento, e riducendo al minimo le spire dei due avvolgimenti; il nucleo, poi, viene attuato con leghe speciali e con una finissima laminazione.

sia perchè esso richiede l'introduzione di altri circuiti che hanno importanza in tecniche diverse (oscillografia, televisione, ecc.).

Per potere rendersi conto della costituzione degli indicatori è opportuno richiamare alla mente il meccanismo col quale, in un indicatore di tipo *A*, i segnali provenienti dal ricevitore ([8]) vengono resi visibili e con cui si effettua la determinazione della distanza. All'indicatore giungono gli impulsi provenienti dal pilota di cadenza (fig. 7 *a*) ed i segnali del ricevitore (fig. 7 *b*); ogni impulso del pilota di cadenza provoca la nascita di una tensione a dente di sega che è applicata alle placchette di deviazione orizzontale di un oscillografo catodico. Corrispondentemente

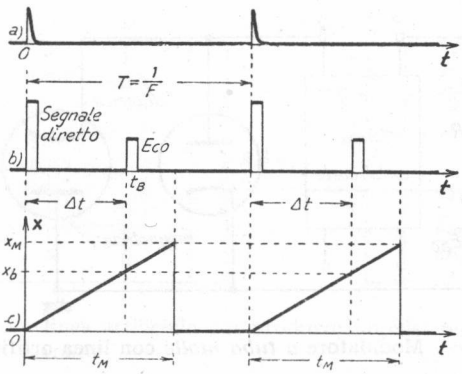


Fig. 7 — Relazione fra impulsi del pilota, segnali ricevuti e moto del pennello elettronico.

il pennello elettronico dell'oscillografo, che a riposo colpiva lo schermo fluorescente in *0* (fig. 8 *a*), si muove verso destra di moto uniforme; la legge del moto della traccia *P* del pennello è rappresentata dal diagramma *c*) della figura 7, dove in ascisse sono indicati i tempi ed in ordinate gli spazi percorsi da *P*. La tensione a denti di sega è tale che dopo un intervallo di tempo t_M dall'istante dell'impulso pilota, il punto *P*, che ha raggiunto l'estremo x_M, ritorna bruscamente in *0*.

Poichè alle placchette di deviazione verticale dell'oscillografo è applicata la tensione d'uscita del ricevitore (fig. 7 *b*), sullo schermo com-

([8]) - Nel ricevitore (Vol. II, Cap. X, n. 5), i treni di oscillazioni provenienti dall'antenna, dopo aver ricevuto una sufficiente applicazione in alta frequenza, sono applicati ad un rivelatore a diodo: si ottengono in tal modo degli impulsi di tensione che sono amplificati da un *amplificatore video* attuato coi criteri visti nel Cap. VI. Gli impulsi amplificati sono poi inviati all'indicatore generalmente tramite un trasferitore catodico (Cap. III, n. 6).

pare, in corrispondenza ad *0*, un guizzo che riproduce visivamente il segnale diretto, mentre l'eco dovuto ad un bersaglio produrrà un altro guizzo in un punto intermedio x_B fra *0* ed x_M. Poichè tutto quanto è stato detto si riproduce F volte al secondo, prendendo l'avvio da ogni impulso del pilota, gli F *segnali diretti* ed *echi* che compaiono per ogni secondo sullo schermo dell'oscillografo si producono sempre nella stessa posizione e quindi sullo schermo appare, ferma e luminosa, un'immagine come quella della figura 8 *b*).

La determinazione della distanza d_B del bersaglio si effettua mediante la misura di x_B, da cui — mediante il diagramma *c*) della figura 7 — si ricava il tempo Δt intercorrente fra il segnale diretto e l'eco; si ha allora:

$$(1) \qquad d_B = \frac{c\,\Delta t}{2} = \frac{3 \cdot 10^8\,\Delta t}{2} = 1{,}5 \cdot 10^8\,\Delta t \qquad \text{(m)} .$$

Dall'esame dei diagrammi *b*) e *c*) della figura 7 appare che se Δt è maggiore a t_M la traccia del pennello elettronico, all'istante in cui giunge l'eco, si trova in *0* (fig. 8) e quivi si forma il guizzo corrispondente, confondendosi col segnale diretto; all'atto pratico, però, l'eco non compare affatto perchè, ad arte, la luminosità del pennello elettronico è tenuta sempre bassa, o addirittura nulla, all'infuori che negli intervalli di tempo, di durata t_M, utili per la misura. Da quanto esposto si capisce che è possibile determinare la distanza solo di quegli ostacoli per i quali è $\Delta t \leq t_M$; la massima distanza misurabile è quindi $d_M = 1{,}5 \cdot 10^8 \cdot t_M$ e prende il nome di *portata base* del radar. Generalmente in un radar sono possibili diverse portate (ossia, in sostanza, diverse scale delle distanze) ottenute regolando la durata t_M di ciascun dente di sega, naturalmente sempre minore del periodo $T = 1/F$ degli impulsi di cadenza; comune è, ad esempio, la portata di *10* miglia ($\cong 18{,}5$ Km) a cui corrisponde $t_M = 2\,d_M/c \cong 122 \cdot 10^{-6}$ sec.

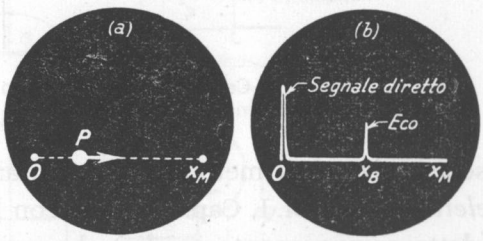


Fig. 8 — Moto del pennello elettronico.

In relazione al funzionamento esposto, dopo aver accennato nel paragrafo seguente alla costituzione del tubo oscillografico ed alla sua ali-

mentazione, esamineremo successivamente il sistema per produrre la tensione a dente di sega, il sistema per far comparire la traccia luminosa solamente negli intervalli di tempo utili ed il metodo per verificare la linearità dell'asse dei tempi e compierne la taratura.

5. — Costituzione dell'indicatore: tubo a raggi catodici.

Nella figura 9 è mostrata schematicamente la costituzione del tubo a raggi catodici che rappresenta la parte essenziale di un indicatore di tipo *A*: nella figura sono indicate le tensioni di comando delle placchette di deviazione verticale (P_1, P_2) ed orizzontale (P_3, P_4) e vi è inoltre

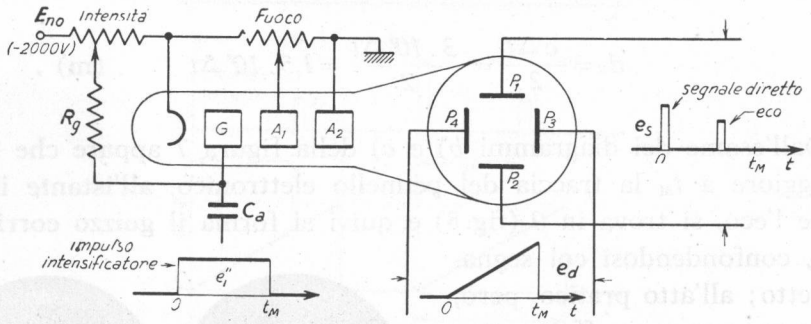


Fig. 9 — Costituzione di un tubo a raggi catodici e sue tensioni di alimentazione e comando.

schematizzato il metodo di alimentazione dei vari elettrodi del *cannone elettronico* (Vol. I, Cap. XV, n. 1) con le relative regolazioni. L'elettrodo *G* (detto comunemente *griglia*) che comanda l'intensità della traccia luminosa sullo schermo è tenuto ad un potenziale così negativo di fronte al catodo che il pennello elettronico è interdetto e nessuna traccia appare sullo schermo: la traccia compare solo durante gli intervalli di tempo utili, grazie all'applicazione alla griglia (tramite C_a) di un impulso rettangolare positivo (*impulso intensificatore*) di durata t_M ed ampiezza sufficiente per superare la tensione di interdizione di griglia e dare alla traccia la giusta luminosità.

L'applicazione alle placchette di deviazione del segnale ricevuto e_s e della tensione a denti di sega e_d può avvenire, in linea di principio, nel modo indicato nella figura 10: una placchetta di ciascuna coppia (P_2, P_4) è tenuta ad un potenziale fisso V_o appena superiore al potenziale dell'anodo A_2 che è zero (fig. 9). Alle altre due placchette (P_1, P_3) — oltre

ai segnali e_s e e_d che giungono tramite i condensatori di accoppiamento C_{a1}, C_{a3} — sono applicati, per mezzo delle resistenze R_1, R_2, due potenziali continui di polarizzazione, V_1, V_3, che in assenza di segnale mantengano la traccia sullo schermo nella posizione di riposo: precisamente, affinchè, a riposo, la traccia stia nel punto *0* della figura 8, i potenziali V_1, V_3 dovranno essere più bassi di V_0.

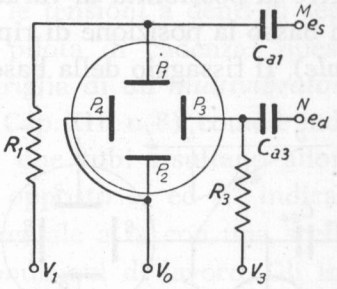


Fig. 10 — Applicazione dei potenziali utili alle placchette.

All'atto pratico, poi, per evitare che la posizione di riposo della traccia vari per qualche fluttuazione dei segnali applicati (ed in tal modo l'immagine sullo schermo risulti tremolante ed imprecisa), questi vengono *fissati* ai livelli prescelti: precisamente, con l'uso di due *fissatori a diodo* (Cap. X, n. 8), vengono fissate le basi dei due segnali ai livelli V_1 e V_3. La disposizione per ottenere ciò è indicata nella figura 11: il potenziale V_0 applicato alle

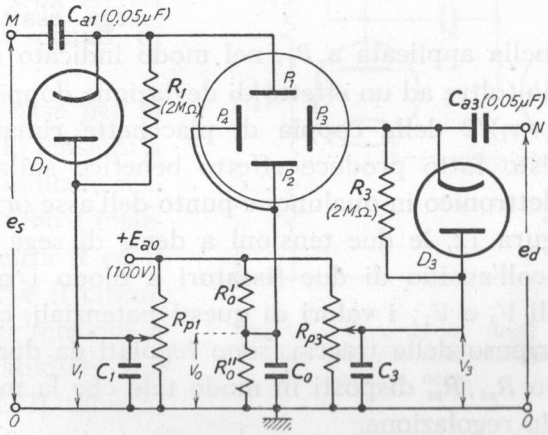


Fig. 11 — Applicazione dei segnali di comando e dei potenziali continui alle placchette di deviazione.

placchette P_2, P_4 è ottenuto dalla tensione E_{a0} di un alimentatore mediante un partitore costituito dalle resistenze R_0', R_0''; il condensatore C_0 ha lo scopo di eliminare ogni eventuale fluttuazione del potenziale V_0. Il fissaggio della base del segnale e_s al livello V_1 è ottenuto mediante il diodo D_1 ed gruppo $C_{a1} R_1$: il potenziale V_1 che stabilisce il livello di fissaggio è ottenuto dalla tensione di alimentazione E_{a0} (invece che con una batteria

come è indicato negli schemi del Cap. XI) mediante il partitore resistivo R_{p1}; il condensatore C_1 ha funzione identica a quella di C_0. Il partitore offre la possibilità di variare il livello V_1 e quindi di spostare in alto od in basso la posizione di riposo del pennello elettronico (*centratura verticale*). Il fissaggio della base della tensione a denti di sega e_d al livello V_3 è ottenuta col diodo D_3 ed il gruppo $C_{a3}R_3$; il partitore R_{p3} fornisce la tensione V_3 che stabilisce il livello di fissaggio e consente la *centratura orizzontale* della traccia sullo schermo.

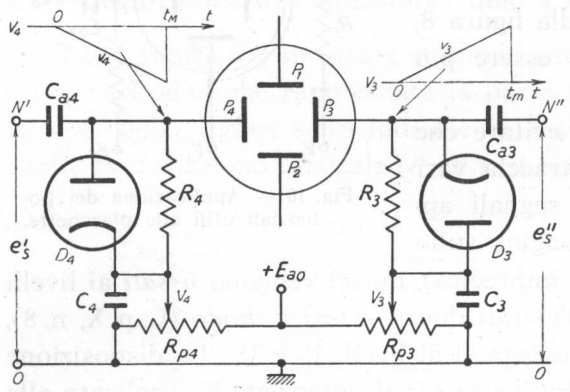


Fig. 12 — Entrata *bilanciata* alle placchette di deviazione orizzontale.

Un perfezionamento del sistema precedente consiste nell'applicare alla placchetta P_4, invece che un potenziale fisso V_0, una tensione a denti di sega esattamente uguale ed opposta a quella applicata a P_3, nel modo indicato nella figura 12. Si ottiene con ciò (oltre ad un effetto di deviazione doppio) che il potenziale medio $(v_3+v_4)/2$ della coppia di placchette rimanga invariabile nel tempo; questo fatto produce effetto benefico sulla focalizzazione del pennellino elettronico in qualunque punto dell'asse orizzontale. Come appare dalla figura 12, le due tensioni a denti di sega sono applicate alle placchette coll'ausilio di due fissatori a diodo i quali fissano le basi ai potenziali V_3 e V_4; i valori di questi potenziali, che stabiliscono la posizione di riposo della traccia, sono regolati da due potenziometri a comando unico R_{p3}, R_{p4} disposti in modo tale che la media $(V_3+V_4)/2$ sia costante nella regolazione.

I due segnali a denti di sega simmetrici sono normalmente ottenuti partendo da un segnale unico (prodotto dall'apposito generatore che studieremo nei paragrafi seguenti) ed amplificandolo con un amplificatore ad uscita bilanciata, come l'*amplificatore bifase ad accoppiamento di emettitore* (Cap. IV, n. 7); ne vedremo un esempio nel prossimo paragrafo.

6. — Generazione dell'impulso intensificatore e della tensione a denti di sega.

Sia gli *impulsi intensificatori* (fig. 9) che le tensioni a denti di sega (fig. 12) traggono origine dagli impulsi del pilota di cadenza: questi sono applicati (9) quali segnali-grilletto alla griglia di un *multivibratore monostabile ad accoppiamento di emettitore* (Cap. XII, n. 8), come è indicato nella figura 13. Sulle placche dei suoi due tubi risultano allora disponibili gli impulsi rettangolari di segno opposto e_i' ed e_i'' indicati nella figura medesima, la cui durata è resa uguale a t_M con una scelta opportuna delle costanti circuitali e delle condizioni di lavoro. Gli impulsi rettangolari positivi sono inviati (generalmente tramite un trasferitore catodico) al tubo oscillografico ed usati quali impulsi intensificatori (fig. 9); gli impulsi negativi, invece, vengono inviati (anch'essi, di solito, per mezzo di un trasferitore) al generatore di tensione a denti di sega ed ivi utilizzati quali segnali di comando.

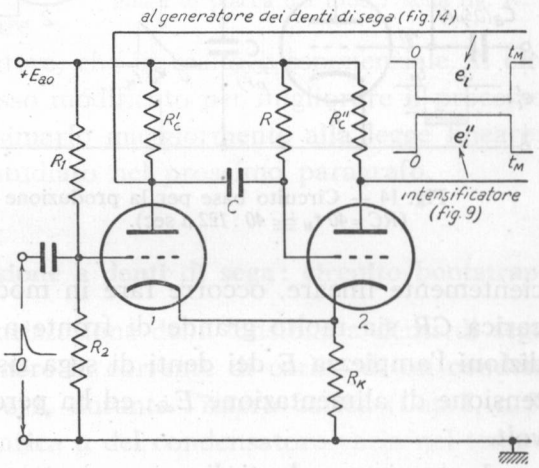


Fig. 13 — Generazione degli impulsi rettangolari per l'intensificazione e la produzione dei denti di sega.

Il circuito base per la generazione delle tensioni a denti di sega è indicato nella figura 14: il tubo *1* insieme colla resistenza R ed il condensatore C è il circuito formatore di tensioni a denti di sega studiato nel Cap. XI, nn. 2-4. Il tubo *1*, alla cui griglia è applicato l'impulso rettangolare negativo e_i' proveniente dal multivibratore monostabile, opera come un interruttore chiuso (10) il quale si apre sotto l'azione degli impulsi, supposti sufficientemente ampi da portare il tubo all'interdizione. Nella figura 15 è indicato l'an-

(9) - Generalmente con l'interposizione di un amplificatore o trasferitore catodico.

(10) - Perchè la griglia è collegata alla tensione E_{g0} tramite la resistenza R_g.

damento della tensione di griglia del tubo ([11]) ed il contemporaneo andamento della tensione anodica v_a, conseguente alle periodiche cariche di C attraverso R negli intervalli di interdizione ed alle scariche attraverso il tubo conduttore. Se si vuole che la salita dei denti di sega sia suffi-

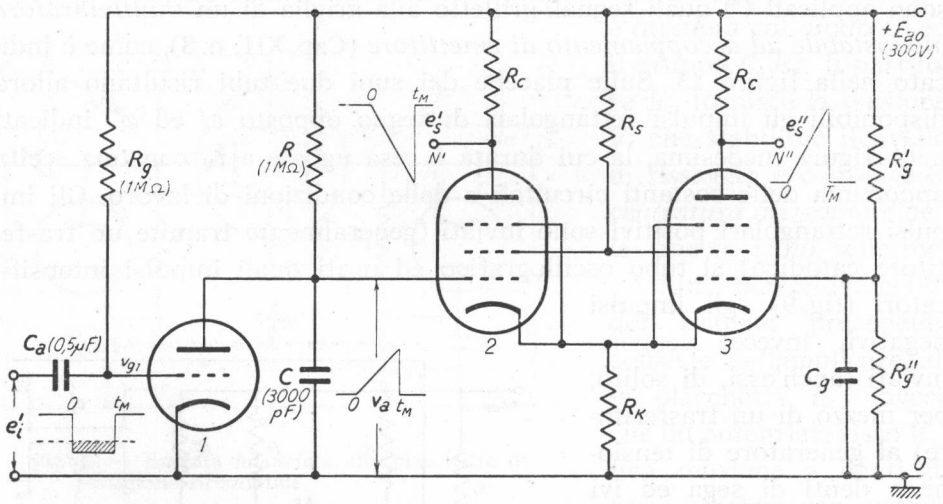


Fig. 14 — Circuito base per la produzione delle tensioni a denti di sega ($RC = 40\ t_M \cong 40 \,.\, 122$ μ sec).

cientemente lineare, occorre fare in modo che la costante di tempo di carica CR sia molto grande di fronte a t_M (Cap. XI, n. 2); in tali condizioni l'ampiezza E dei denti di sega risulta una piccola frazione della tensione di alimentazione E_{a0}, ed ha perciò, di solito, il valore di pochi volt.

La tensione a denti di sega così ottenuta è applicata ad un amplificatore bifase ad accoppiamento catodico attuato con due pentodi (Cap. IV, n. 9, fig. 26) capaci di fornire alle placchette di deviazione orizzontale (fig. 12), colla dovuta ampiezza, i due segnali a denti di sega uguali e di segno opposto che producono l'asse dei tempi. Il collegamento fra il gene-

([11]) - Esso si spiega osservando che la tensione e_i' è applicata alla griglia tramite il *gruppo di polarizzazione automatica* $C_a R_g$ e corrisponde a quello visto nel Cap. X, n. 10 fig. 31 e nel Cap. XI, n. 4, fig. 15. Si noti che in figura, per necessità di disegno, l'intervallo di tempo in cui l'interruttore è chiuso appare più breve di quello in cui rimane aperto; nella realtà invece esso è molto maggiore, come si verifica, ad esempio, assumendo $T = 1000$ μ sec.

ratore dei denti di sega e l'amplificatore è ottenuto semplicemente unendo la placca del triodo *1* alla griglia del tubo *2*; poichè il catodo dell'amplificatore è sempre positivo, ciò è possibile con un'opportuna scelta delle condizioni di lavoro dei tubi.

Il circuito della figura 14 è, in verità, solo un primo approccio alla soluzione del problema di produrre correttamente la tensione a denti di sega adatta per gli indicatori radar; spesso, infatti, nelle misure di distanza in cui è richiesta una certa precisione, non può essere tollerato l'errore che si commette considerando lineare la legge di carica del condensatore, che in realtà è esponenziale. Il circuito studiato viene perciò spesso modificato per migliorare il processo di carica, nel senso di approssimarlo maggiormente alla legge lineare: un metodo molto usato sarà studiato nel prossimo paragrafo.

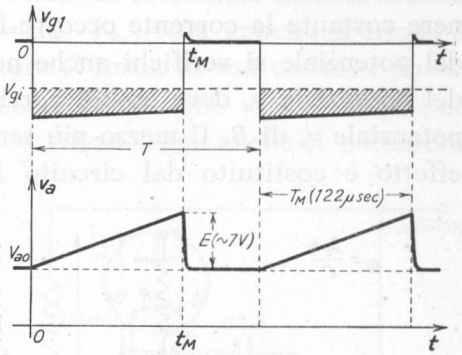


Fig. 15 — Andamento delle tensioni di griglia e di placca del tubo *1* nella fig. 14.

7. — **Linearizzazione della tensione a denti di sega: circuito bootstrap.**

Un diffuso metodo di linearizzazione della tensione a denti di sega è basato sul criterio di mantenere la corrente di carica di un condensatore C costante ad un valore I_o durante l'intera carica (Cap. I, n. 8, fig. 15); in tal caso, infatti, la carica q del condensatore varia nel tempo con la legge:

$$(1) \qquad q = I_o t \ ,$$

e perciò la tensione ai capi di C risulta:

$$(2) \qquad v_a = \frac{I_o t}{C} \ ,$$

ed ha il voluto andamento lineare rispetto al tempo.

Consideriamo la situazione che si ha nel normale circuito di carica della figura 16 *a*): affinchè la corrente di carica, che attraversa R, abbia

il valore costante I_o occorre che la differenza di potenziale v_{ba} fra gli estremi della R risulti costante ed uguale ad RI_o. Siccome il potenziale v_a dell'estremo A varia durante la carica del condensatore, per mantenere costante la corrente occorre fare in modo che un aumento uguale del potenziale si verifichi anche nell'estremo B: ad una variazione Δv_a del potenziale v_a deve quindi corrispondere una identica variazione del potenziale v_b di B. Il mezzo più semplice con cui si può ottenere questo effetto è costituito dal circuito *bootstrap,* schematicamente indicato

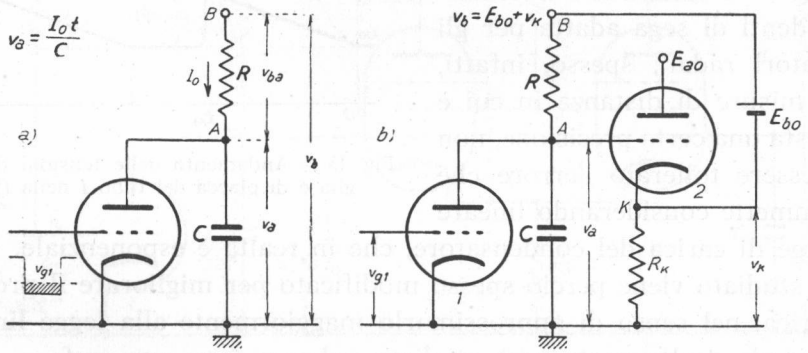


Fig. 16 — Principio di funzionamento del *circuito bootstrap.*

nella figura 16 *b*); in esso il potenziale v_b è la somma di una tensione continua E_{bo} e del potenziale catodico v_k di un trasferitore catodico, il cui potenziale di griglia è v_a. Quando il tubo *1* conduce e la tensione v_a ha il valore costante V_{ao}, anche v_k è costante ed ha un valore V_{ko}; pertanto il potenziale v_b ha il valore costante $V_{bo} = E_{bo} + V_{ko}$. Non appena il tubo *1* passa all'interdizione, il condensatore comincia a caricarsi attraverso R sotto l'azione di V_{bo}; allora v_a cresce e crescono corrispondentemente anche v_k e $v_b = E_{bo} + v_k$; se la variazione di v_k fosse esattamente uguale a quella di v_a si avrebbe la condizione ideale di eguale variazione dei potenziali di A e B e quindi perfetta linearità. Siccome, in realtà, la variazione di v_k è leggermente più piccola di quella di v_a, la linearizzazione non è completa; il miglioramento rispetto alla situazione che si aveva nel circuito originario (fig. 14) è comunque sempre molto rilevante.

Nei circuiti bootstrap reali la batteria E_{bo} è sostituita da un condensatore C_o, il quale viene caricato alla tensione E_{bo} mediante un diodo collegato all'alimentatore anodico: il circuito è indicato nella figura 17 *a*)

ed il suo funzionamento è il seguente. Quando il triodo *1* è conduttore ed il catodo del trasferitore ha il potenziale V_{ko}, il condensatore C_o si carica attraverso al diodo (che supporremo di resistenza interna trascurabile) raggiungendo la tensione $E_{bo}=E_{ao}-V_{ko}$. Non appena il triodo *1* passa all'interdizione ed il condensatore C inizia la sua carica, i potenziali v_a e v_k cominciano a salire; poichè la tensione v_c di C_o non può cambiare immediatamente, sale con la stessa legge anche il potenziale

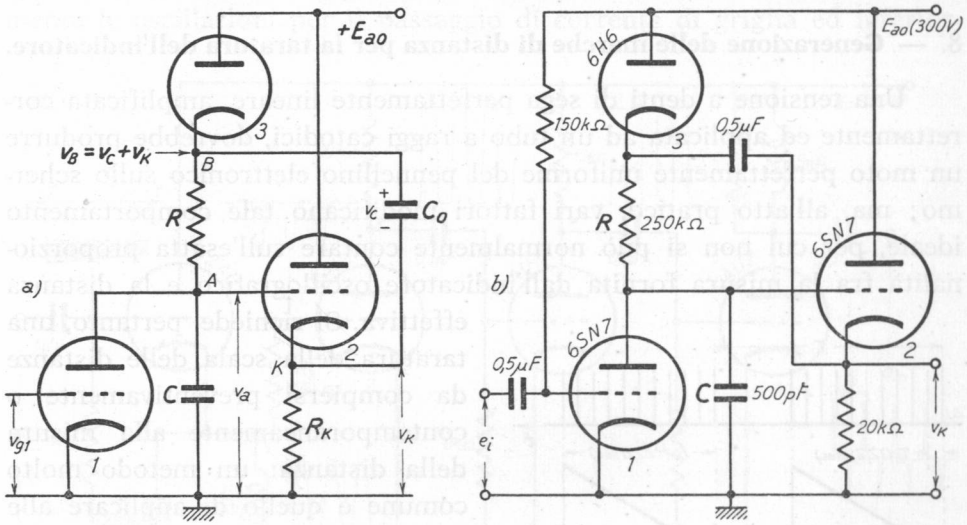


Fig. 17 — Circuito *boostrap* reale (i valori indicati si riferiscono a $t_M=122\ \mu$ sec).

del punto B, $v_b=v_k+v_c$. Poichè in tal modo il potenziale del catodo del diodo risulta più alto di quello dell'anodo ([12]), cessa il passaggio di corrente attraverso al diodo ed il punto B risulta isolato dall'alimentatore. In queste condizioni il comportamento del circuito non è diverso da quello che si aveva con la batteria E_{bo}, purchè la capacità C_o sia sufficientemente grande, così da mantenere sostanzialmente costante la sua tensione durante la carica di C; normalmente occorre, per questo, che C_o sia un migliaio di volte più grande di C. Nella figura 17 *b*) è riportato lo schema di un circuito boostrap reale, col relativo sistema

([12]) - Il potenziale del catodo, nell'ipotesi che sia $v_c=E_{bo}=E_{ao}-V_{ko}$, risulta $v_b=v_k+v_c=$ $=v_k+E_{ao}-V_{ko}$; poichè, durante la carica di C, v_k è maggiore di V_{ko}, la tensione del catodo del diodo è superiore ad E_{ao}, mentre l'anodo si trova a questo potenziale.

di polarizzazione automatica per l'applicazione al triodo *1* degli impulsi rettangolari di comando: i valori indicati si riferiscono a denti di sega della durata $t_M = 122\,\mu$sec; la loro ampiezza risulta dell'ordine di varie decine di volt. La tensione a denti di sega viene prelevata dal trasferitore catodico ed applicata all'amplificatore bifase che deve provvedere a fornire le due tensioni a denti di sega, uguali e di segno opposto, alle placchette del tubo a raggi catodici.

8. — Generazione delle marche di distanza per la taratura dell'indicatore.

Una tensione a denti di sega perfettamente lineare, amplificata correttamente ed applicata ad un tubo a raggi catodici, dovrebbe produrre un moto perfettamente uniforme del pennellino elettronico sullo schermo; ma, all'atto pratico, vari fattori modificano tale comportamento ideale, per cui non si può normalmente contare sull'esatta proporzionalità fra la misura fornita dall'indicatore oscillografico e la distanza effettiva. Si richiede, pertanto, una taratura della scala delle distanze da compiersi preventivamente o contemporaneamente alla misura della distanza: un metodo molto comune è quello di applicare alle placchette di deviazione verticale (a cui, per la misura della distanza, è applicato il segnale proveniente dal ricevitore) una tensione del tipo indicato nella figura 18 *a*), costituita da una successione periodica di treni di impulsi in cui i singoli impulsi sono distanziati fra loro di un tempo noto τ_0, ad esempio *12,2* μsec corrispondente ad un miglio. Se i treni di impulsi sono sincroni coi denti di sega (fig. 18 *b*), compaiono sullo schermo dell'indicatore oscillografico, in corrispondenza agli impulsi, dei guizzi (*marche di distanza*) che permettono comodamente la taratura della scala delle distanze.

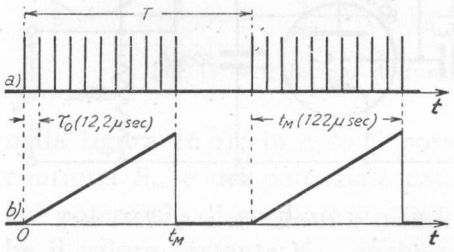


Fig. 18 — Treni periodici di impulsi sincroni coi denti di sega.

Per ottenere l'esatto sincronismo fra i treni di impulsi ed i denti di sega si usa per la generazione dei primi la stessa tensione rettangolare e_i' che comanda la formazione dei denti di sega (fig. 14-17) e che proviene dalla placca del tubo *1* del multivibratore monostabile della

figura 13. La tensione e_i' viene applicata (eventualmente dopo essere stata amplificata) ad un *circuito a campanello* (Cap. XI, n. 9, fig. 40) il cui circuito oscillatorio ha un periodo di oscillazione uguale a τ_o; esso è indicato nella figura 19 (tubo *1*) dove si è supposto che la frequenza di libera oscillazione del circuito *LC* sia *82* kHz, a cui corrisponde un periodo $\tau_o = 12{,}2\ \mu$sec. I treni di oscillazione che nascono nel circuito oscillatorio sono applicati, tramite la resistenza R_s, al triodo *2* che si comporta come *squadratore* (Cap. X, n. 4): esso cima superiormente le oscillazioni per il passaggio di corrente di griglia ed inferior-

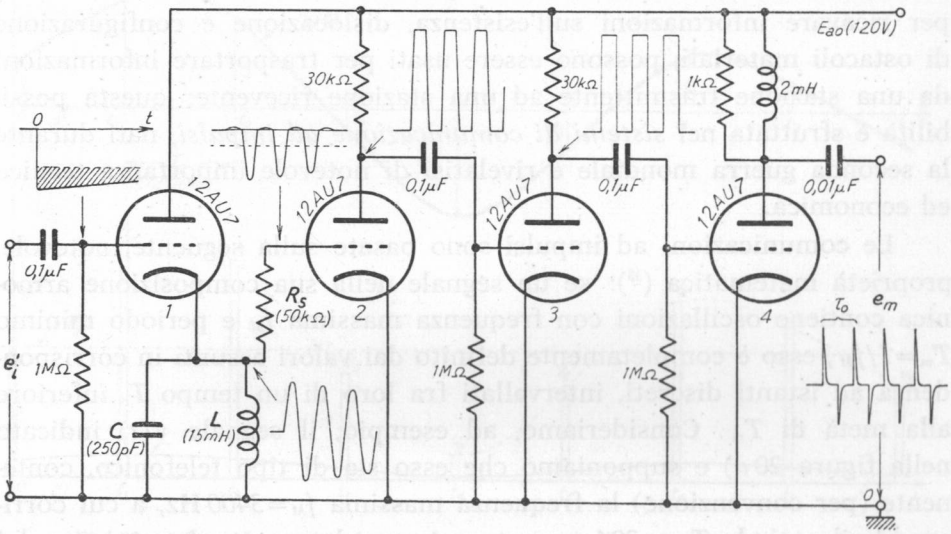


Fig. 19 — Circuito per la generazione delle marche di distanza.

mente per l'interdizione. Sulla placca del tubo *2* si ha quindi una successione periodica di treni di oscillazioni trapezoidali, i cui lati obliqui vengono resi molto ripidi per effetto dell'amplificazione operata dal successivo tubo *3*. Si ottengono in tal modo treni di oscillazioni praticamente rettangolari che conducono il tubo *4* ad operare come un interruttore. Lo stadio *4* è un *circuito formatore di impulsi ad induttanza* (Cap. XI, n. 6), la cui tensione d'uscita e_m è costituita da treni di stretti impulsi, positivi e negativi, corrispondenti ai fronti delle oscillazioni rettangolari. Di questi impulsi, quelli negativi vengono eliminati mediante cimatura, mentre quelli positivi sono inviati alle placchette di deviazione verticale dell'oscillografo indicatore a costituire i riferimenti (*marche di distanza*) per la taratura della scala delle distanze.

Il circuito considerato, come del resto tutti quelli esaminati in relazione all'indicatore, rappresentano solo un primo approccio agli effettivi circuiti usati nei radar; esso è peraltro sufficiente a mostrare un'applicazione concreta di alcuni fra i più importanti dispositivi elettronici studiati (multivibratori, formatori di tensioni a denti di sega, cimatori, fissatori, ecc.).

9. — Generalità sui sistemi di comunicazione ad impulsi.

I brevi treni di onde elettromagnetiche che nel radar sono usati per ricavare informazioni sull'esistenza, dislocazione e configurazione di ostacoli materiali, possono essere usati per trasportare informazioni da una stazione trasmittente ad una stazione ricevente: questa possibilità è sfruttata nei *sistemi di comunicazione ad impulsi*, nati durante la seconda guerra mondiale e rivelatisi di notevole importanza tecnica ed economica.

Le comunicazioni ad impulsi sono basate sulla seguente, notevole, proprietà matematica ([13]): se un segnale nella sua composizione armonica contiene oscillazioni con frequenza massima f_M e periodo minimo $T_m = 1/f_M$, esso è completamente definito dai valori assunti in corrispondenza ad istanti discreti, intervallati fra loro di un tempo T_c inferiore alla metà di T_m. Consideriamo, ad esempio, il segnale $y(t)$ indicato nella figura 20 *a*) e supponiamo che esso sia di tipo telefonico, contenente (per convenzione) la frequenza massima $f_M = 3400$ Hz, a cui corrisponde il periodo $T_m \cong 294$ μsec; esso è completamente determinato dai valori $y_1, y_2, y_3, \ldots$ — detti *campioni* o *saggi* del segnale — assunti in corrispondenza agli istanti $t_1, t_2, t_3, \ldots$ distanti fra loro di un intervallo di tempo T_c minore di $T_m/2 \cong 147$ μsec. Deriva da ciò che per la riproduzione corretta del segnale non è necessario trasmettere la successione continua di tutti i suoi valori; è sufficiente trasmettere, in un modo qualsiasi, i valori dei *campioni* del segnale presi ad intervalli di tempo T_c minori di $T_m/2$. L'esperienza ha provato che un valore conveniente di T_c è approssimativamente $T_m/2{,}5$; nel caso dei segnali telefonici, di cui ci

([13]) - La dimostrazione di questa proprietà è fondata sullo sviluppo in serie di Fourier e può trovarsi, ad esempio, sulla rivista ALTA FREQUENZA, 1951, n. 3-4, pag. 156 (S. MALATESTA: Fondamenti della teoria delle informazioni).

occuperemo, risulta perciò $T_c = 125$ μ sec, come è indicato nella figura 20 *a*).

Nei sistemi di comunicazione ad impulsi si fa corrispondere a ciascun campione un impulso di determinate caratteristiche: un metodo evidente consiste nel valersi di una successione periodica (con periodo $T_c = 125$ μ sec e frequenza $f_c = 8000$ Hz) di stretti impulsi la cui *ampiezza* V sia *modulata* dal segnale dato $y(t)$, cioè sia fatta variare attorno ad un valore costante V_p con legge proporzionale a quella del segnale: $V = V_p + ky(t)$. Un esempio di ciò è indicato nella figura 20 *b*): gli im-

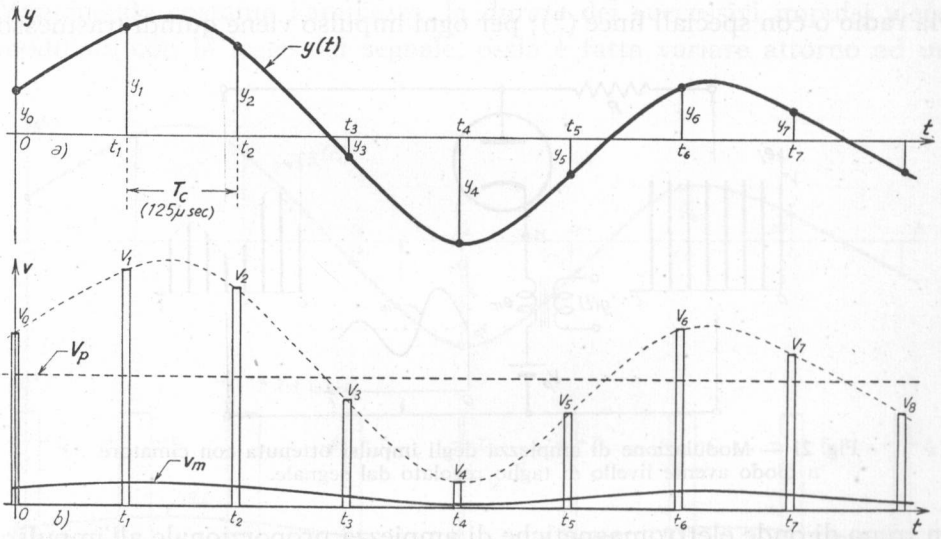


Fig. 20 — Segnale caratterizzato da suoi *campioni* e sua trasmissione mediante impulsi modulati in ampiezza.

pulsi corrispondenti ai successivi istanti di campionatura t_1, t_2, t_3... hanno ampiezze pari a $V_p + ky_1$, $V_p + ky_2$, $V_p + ky_3$... . La *modulazione di ampiezza* degli impulsi può essere ottenuta, in pura linea di principio, nel modo seguente: un multivibratore a trasformatore a funzionamento astabile (*oscillatore bloccato*; Cap. XII, n. 14) produce una successione periodica di impulsi col voluto periodo T_c, ampiezza V' e durata τ (ad esempio, $T_c = 125$ μ sec, $V' = 100$ V, $\tau = 2$ μ sec); la successione è applicata al particolare *cimatore* (Cap. X, n. 2) indicato nella figura 21. In serie alla batteria V_p, che stabilisce il livello di cimatura (per esempio, $V_p = 50$ V) è posto il secondario di un trasformatore di bassa frequenza, al cui primario è applicato il segnale $y(t)$ con cui si vuole effettuare la

modulazione. In queste condizioni, detta $e_m(t)=ky(t)$ la tensione secondaria del trasformatore (supposta sempre più piccola di V_p), il cimatore effettua il taglio delle cime degli impulsi ad un livello $v_k=V_p+e_m(t)$; per cui l'ampiezza degli impulsi all'uscita del cimatore (fig. 21) risulta modulata con la voluta legge:

$$(1) \qquad v=V_p+e_m(t)=V_p+ky(t) \ .$$

La successione di impulsi così ottenuta è utilizzata per *modulare* un'oscillazione a radiofrequenza (Vol. II, Cap. VII, 9), che viene trasmessa via radio o con speciali linee [14]; per ogni impulso viene quindi trasmesso

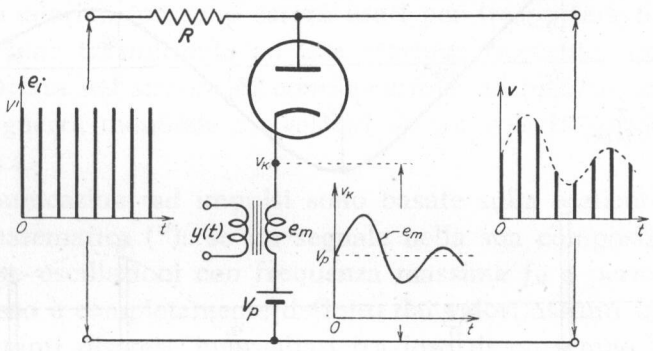


Fig. 21 — Modulazione di ampiezza degli impulsi ottenuta con cimatore a diodo avente livello di taglio regolato dal segnale.

un treno di onde elettromagnetiche di ampiezza proporzionale all'impulso stesso, cioè al *campione* corrispondente del segnale $y(t)$. In ricezione i treni di oscillazioni, dopo essere stati convertiti di frequenza, amplificati e rivelati (Vol. II, Cap. X), danno origine ad una successione di impulsi identica a quella primitiva; da essa, dopo conveniente amplificazione (amplificazione video; Cap. VI), viene estratto il segnale originario $y(t)$. Per comprendere come ciò sia possibile, si osservi che il valor medio v_m della successione di impulsi modulati in ampiezza — indicato nella figura 20 *b*) dalla curva a segno continuo — varia nel tempo seguendo l'andamento di $y(t)$ [15]: applicando, perciò, la successione di impulsi

---

(14) - La successione di impulsi potrebbe anche essere utilizzata direttamente per essere immessa in un cavo telefonico.

(15) - Nella figura, per necessità di disegno, non sono rispettate le proporzioni: in realtà le ordinate della curva che rappresenta il valor medio dovrebbero essere più piccole.

ad un filtro passa-basso, che elimini ogni oscillazione di frequenza superiore alla massima frequenza f_M contenuta nel segnale $y(t)$, si ottiene in uscita un segnale che è la riproduzione di quello originario; esso richiederà, poi, unicamente una normale amplificazione in bassa frequenza per essere utilizzato.

Un altro metodo per la trasmissione dei successivi campioni di un segnale $y(t)$ si vale ancora di una successione di impulsi corrispondenti agli istanti di campionatura (fig. 22 *a*), ma il trasporto dell'informazione è affidato alla *durata* τ degli impulsi invece che alla loro ampiezza. Mantenendo costante l'ampiezza, la *durata* dei successivi impulsi viene modulata con la legge del segnale, ossia è fatta variare attorno ad un

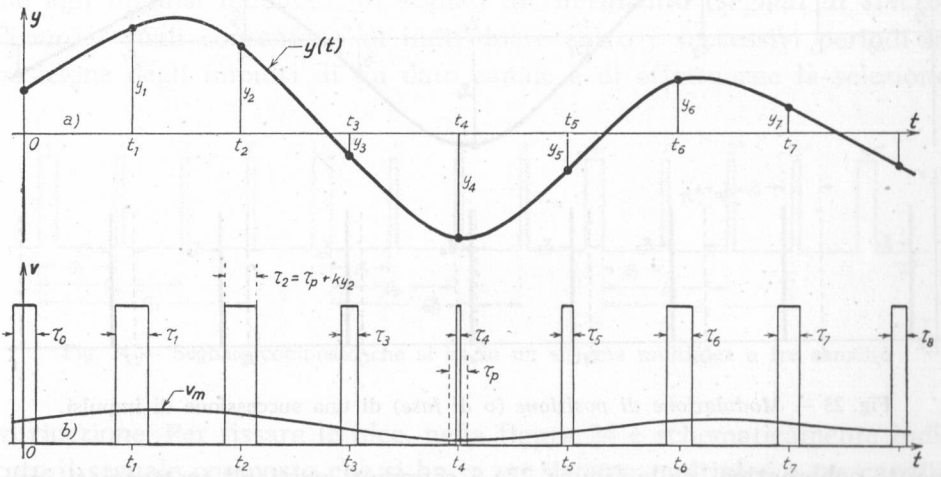


Fig. 22 — *Modulazione in durata* di una successione di impulsi.

valore fisso τ_o con la legge $\tau = \tau_o + ky(t)$; nella figura 22 *b*) è indicata schematicamente la successione di impulsi *modulata in durata* dal segnale $y(t)$. La sua trasmissione e ricezione avvengono con le stesse modalità accennate per la modulazione di ampiezza; anche la *demodulazione* degli impulsi (cioè il processo col quale dalla successione di impulsi modulati si riottiene il segnale originario) si svolge in maniera identica. Occorre, infatti, osservare che l'area degli impulsi, essendo l'altezza costante, varia, attorno ad un valore costante a_o, proporzionalmente alla durata τ e quindi al segnale $y(t)$; con la stessa legge varia anche il valor medio v_m (fig. 22 *b*) e pertanto l'estrazione del se-

gnale originario può ottenersi semplicemente facendo passare gli impulsi modulati attraverso ad un filtro passa-basso che elimini ogni oscillazione di frequenza superiore ad f_M.

Un terzo sistema di comunicazione ad impulsi si vale di impulsi, di ampiezza e durata costanti, traslati, rispetto ad una successione di impulsi di riferimento, di una quantità δ variabile attorno ad un valore fisso δ_p con la legge $\delta = \delta_p + ky(t)$: una successione di impulsi *modulati in posizione* (od *in fase*) dal solito segnale $y(t)$ è indicata, in via pura-

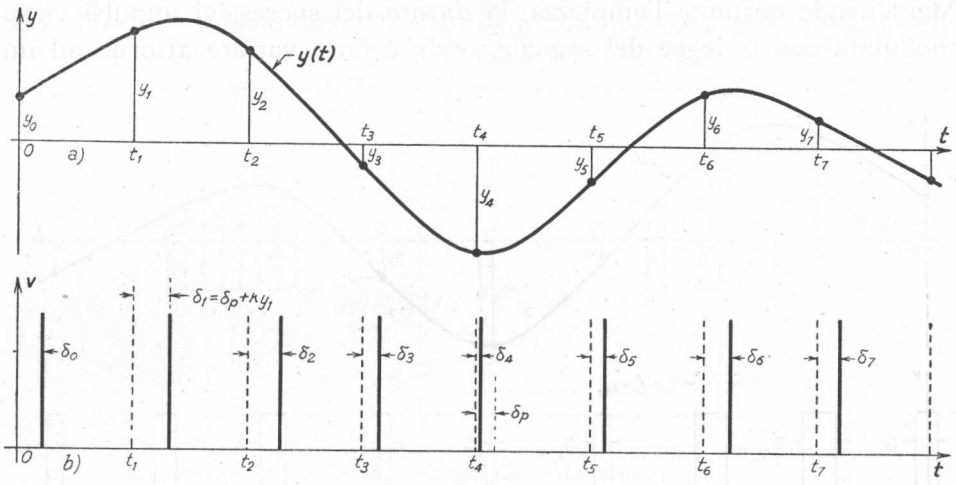


Fig. 23 — *Modulazione di posizione* (o *di fase*) di una successione di impulsi.

mente schematica, nella figura 23; i segmenti verticali tratteggiati indicano la posizione degli impulsi di riferimento. La trasmissione e la ricezione degli impulsi modulati in posizione avviene come per gli altri tipi di modulazione; l'estrazione del segnale originario dalla successione modulata si ottiene, come vedremo nel n. 13, trasformando la *modulazione di posizione* in *modulazione di durata* e poi operando col metodo sopra indicato.

Esamineremo nei paragrafi seguenti i sistemi elettronici con cui si compiono in pratica le operazioni di modulazione e di demodulazione degli impulsi; prima, però, accenneremo alla possibilità, offerta dai sistemi ad impulsi, di trasmissione simultanea di più *canali di informazione* (ossia di più comunicazioni indipendenti) ed alle pregevoli caratteristiche dei sistemi di comunicazione ad impulsi di fronte al *rumore*.

10. — Sistemi di comunicazione multiplex ad impulsi.

Per quanto è stato visto nel paragrafo precedente, se la trasmissione di ciascun campione del segnale viene eseguita mediante un impulso che occupa una frazione piccola del periodo intercorrente fra un campione ed il successivo, rimane libero, in ogni periodo, un considerevole intervallo di tempo vuoto. Utilizzando tale intervallo di tempo per inviare, con altrettanti impulsi, campioni relativi ad altri segnali, si riesce ad ottenere la trasmissione simultanea di più *canali* di informazione, ossia, come suol dirsi, un sistema di comunicazione *multiplex a suddivisione di tempo.*

La possibilità di ottenere ciò è subordinata alla trasmissione, insieme agli impulsi modulati, di segnali di riferimento (*segnali di sincronismo*) i quali consentano di individuare entro i successivi periodi la posizione degli impulsi di un dato canale e di effettuarne la selezione

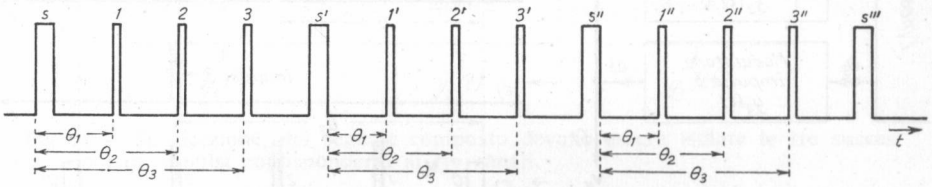


Fig. 24 — Segnale composto che si ha in un sistema multiplex a tre canali.

in ricezione. Per fissare le idee, nella figura 24 è schematicamente indicato il segnale composto che si ha in un sistema multiplex a tre canali: gli impulsi *1*, *1'*, *1''*,... sono gli impulsi del canale *1* (modulati con uno dei sistemi detti nel n. 9), che corrispondono ad altrettanti campioni successivi di un segnale $y_1(t)$; analogamente gli impulsi *2*, *2'*, *2''*,... e *3*, *3'*, *3''*,... sono gli impulsi modulati dei canali *2* e *3*, corrispondenti a due segnali diversi $y_2(t)$ ed $y_3(t)$. Gli impulsi più larghi, *s*, *s'*, *s''*,... sono i segnali di sincronismo da cui gli impulsi dei tre canali sono traslati, in ogni periodo, di tre intervalli di tempo ben definiti Θ_1, Θ_2, Θ_3; i segnali di sincronismo permettono, come vedremo, di selezionare gli impulsi del canale desiderato e quindi di ricostituire separatamente i tre segnali originari.

La formazione del segnale composto viene ottenuta con apparecchiature elettroniche piuttosto complesse che però, in pura linea di principio,

possono essere schematizzate nel modo indicato nella figura 25: le lettere riportate nello schema a blocchi hanno la corrispondenza nei diagrammi e permettono di individuare rapidamente l'andamento dei segnali presenti nei vari punti del circuito. Un generatore operante alla

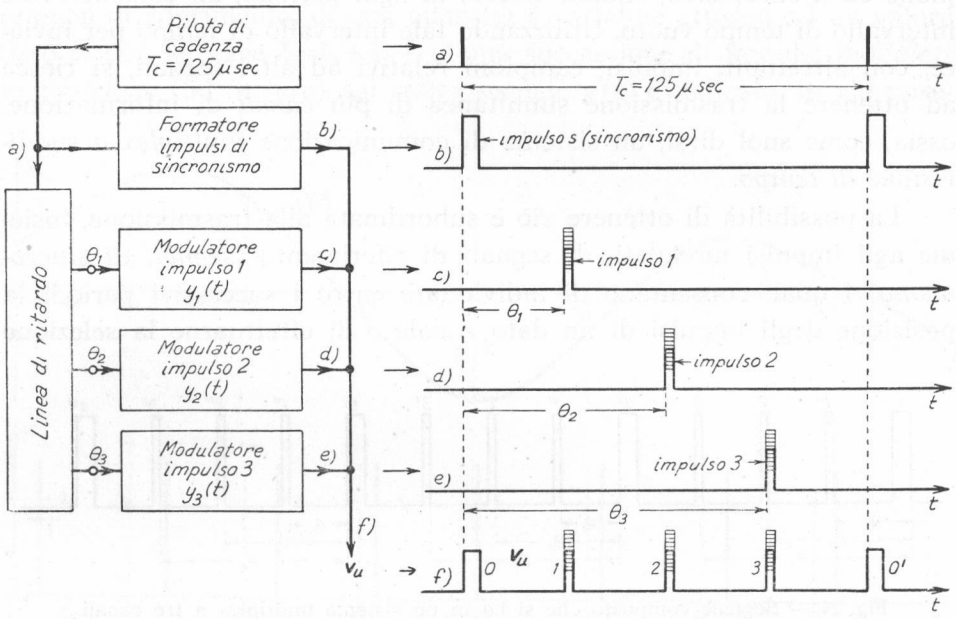


Fig. 25 — Schema di principio semplificato di un sistema multiplex a tre canali ad impulsi modulati in ampiezza.

frequenza di 8 kHz — che possiamo chiamare, come nel radar, *pilota di cadenza* ([16]) — produce una successione di stretti impulsi aventi il periodo $T_c = 125\,\mu$sec (diagr. *a*); essi sono applicati al *formatore di impulsi di sincronismo* ([17]) ed ai modulatori dei tre canali tramite, però, una *linea*

([16]) - Esso potrebbe essere un *oscillatore bloccato*; spesso, però, si parte da una oscillazione sinusoidale di frequenza assai stabile, che viene trasformata in rettangolare mediante un processo di squadratura (Cap. X, n. 4, fig. 14). Per mezzo di una *differenziazione* si ottiene una doppia successione di impulsi, positivi e negativi (Cap. VIII, n. 5, fig. 14); eliminati, mediante *cimatura*, gli impulsi negativi ed amplificati quelli positivi, si ottiene la desiderata successione di impulsi della figura 25 *a*).

([17]) - Esso è normalmente un circuito a scatto monostabile, che consente di ottenere impulsi di durata prefissata (Cap. XII, n. 6, fig. 23; n. 8, fig. 36).

di ritardo, avente tre uscite a cui corrispondono i ritardi Θ_1, Θ_2, Θ_3 ([18]). Entro i modulatori, gli impulsi (aventi i ritardi Θ_1, Θ_2, Θ_3 rispetto agli impulsi di sincronismo) sono modulati dai tre segnali $y_1(t)$, $y_2(t)$ ed $y_3(t)$: in figura si è supposto che la modulazione sia di ampiezza, quale potrebbe essere ottenuta, ad esempio, con circuiti analoghi a quello della figura 21. I segnali che escono dal formatore di impulsi di sincronismo e dai tre modulatori (indicati dai diagrammi *b*, *c*, *d*, *e*) si sommano fra loro e danno luogo al segnale composto v_u, indicato nel diagramma *f*).

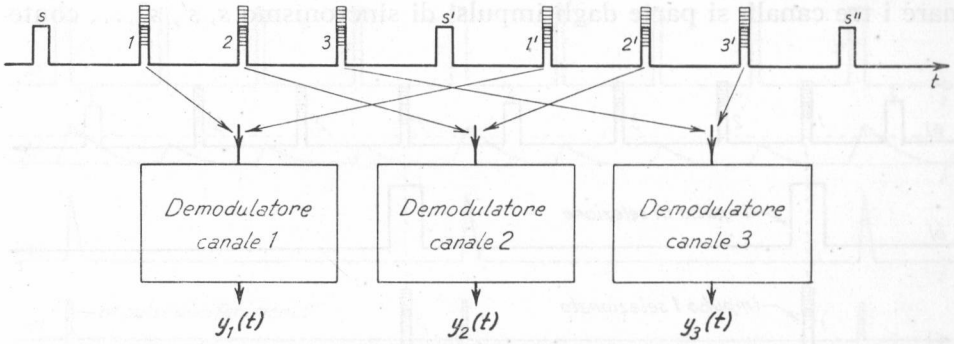


Fig. 26 — In ricezione, dal segnale composto devono essere isolate le tre successioni di impulsi corrispondenti ai tre canali.

Il segnale composto, v_u, viene utilizzato per modulare un'oscillazione a radiofrequenza che viene irradiata nello spazio coi mezzi usuali ([19]). In ricezione, dopo la rivelazione, si riottiene il segnale ad impulsi, indicato nella figura 26: da esso occorre isolare le tre successioni di impulsi (fra loro traslate nel tempo) che corrispondono ai canali *1*, *2* e *3*, avviandole a tre diversi circuiti di demodulazione, come è schematicamente indicato nella figura 26.

La selezione di una successione di impulsi dalle altre si effettua applicando il *segnale composto* contemporaneamente a tre separati amplificatori il cui tubo è tenuto sempre all'interdizione, all'infuori che in un breve intervallo di tempo nell'intorno degli impulsi prescelti; ciò è

([18]) - La linea, del tipo artificiale a costanti concentrate (Cap. IX, n. 5, fig. 16), è chiusa sulla sua resistenza caratteristica. Le tre uscite corrispondono all'estremo (Θ_3) ed al collegamento a due punti intermedi della successione di cellule ritardatrici.

([19]) - Poichè la frequenza delle oscillazioni è sempre molto elevata, la tecnica relativa è quella delle onde ultracorte e delle microonde (Vol. II, Cap. XVII-XVIII).

normalmente ottenuto usando tubi con due griglie di comando separate ([20]), ad una delle quali è applicato il segnale composto, mentre all'altra, tenuta ad un potenziale di polarizzazione inferiore all'interdizione, sono applicati, al momento giusto, impulsi rettangolari positivi (*impulsi di selezione*) che rendono il tubo conduttore. I due segnali applicati alle griglie del tubo selettore ([21]), per selezionare gli impulsi del canale *1*, e gli impulsi selezionati sono indicati schematicamente nella figura 27.

Per ottenere gli impulsi rettangolari positivi necessari per selezionare i tre canali, si parte dagli impulsi di sincronismo s, s', s'', ... conte-

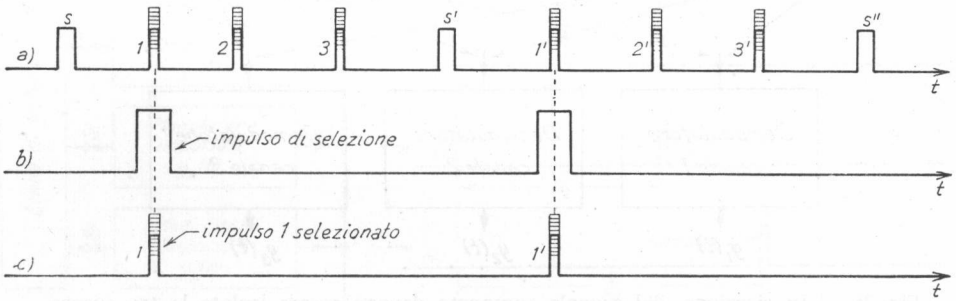


Fig. 27 — Separazione degli impulsi del canale *1* mediante impulsi di selezione.

nuti nel segnale ricevuto: essi vengono separati dagli altri impulsi sfruttando la loro maggiore durata. Per questo, il *segnale composto* opportunamente amplificato (fig. 28 *a*) è applicato ad un *circuito integratore* (Cap. VIII) il quale produce, in corrispondenza ad ogni impulso rettangolare, un segnale pseudo-triangolare tanto più alto quanto maggiore è la sua durata (Cap. VIII, n. 4, fig. 8 *c*). Il segnale d'uscita dell'integratore viene ad avere l'andamento indicato nella figura 28 *b*); eliminando da esso, con un cimatore, tutta la parte inferiore alla retta tratteggiata, si ottengono le sole punte dei triangoli alti, ciascuna delle quali corrisponde

([20]) - Il tubo può essere un *pentagriglia* (Vol. II, Cap. VIII, n. 2) o, più semplicemente, un pentodo in cui viene usata quale seconda griglia di comando il *soppressore*; si costruiscono, anzi, dei pentodi, proprio adatti a questo scopo, in cui il soppressore ha azione di comando superiore a quanto non avvenga usualmente.

([21]) - Esso è spesso indicato col nome di *tubo porta*; *impulso porta* è poi chiamato l'impulso di selezione, nel senso che esso apre l'ingresso al segnale desiderato.

ad uno dei segnali di sincronismo. Tali punte, amplificate convenientemente (fig. 28 *c*), danno luogo, mediante un processo di derivazione e di eliminazione (mediante cimatura) degli impulsi negativi che nascono in corrispondenza ai fronti in discesa, agli stretti impulsi indicati nel diagramma *d*) della figura 28; essi sono gli *impulsi di riferimento* da cui si parte per la formazione degli impulsi di selezione. Per formare, ad esempio, gli impulsi di selezione del canale *1*, gli impulsi di riferimento vengono ritardati di un tempo t_1 (diagr. *e*) ed applicati ad un multivi-

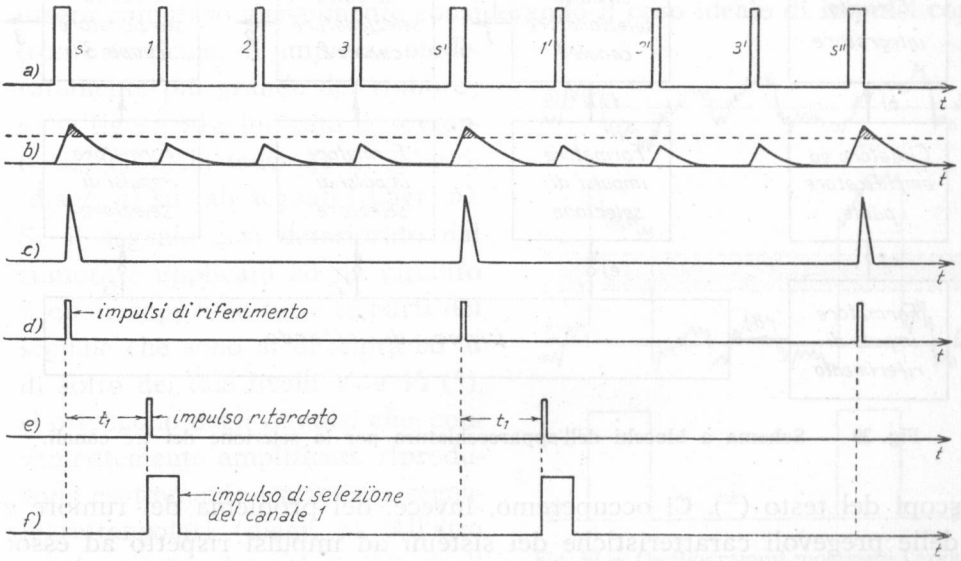


Fig. 28 — Formazione degli impulsi di selezione partendo dal segnale composto.

bratore monostabile, che genera il voluto impulso di selezione (diagr. *f*). Operando nello stesso modo, ma con due ritardi t_2, t_3 diversi, si ottengono gli impulsi di selezione per gli altri due canali; i tre ritardi, t_1, t_2, t_3, vengono ottenuti da una medesima linea di ritardo alla cui entrata sono applicati gli impulsi di riferimento (fig. 28 *d*) e dalle cui tre uscite sono prelevate le tre successioni di impulsi diversamente ritardate. Nella figura 29 è mostrato lo schema a blocchi della complessa apparecchiatura che compie le operazioni sopra indicate (le lettere contenute nello schema hanno diretto riferimento ai diagrammi della figura 28): le successioni di impulsi modulati *1*, *2*, *3* che si hanno all'uscita dei tre circuiti di selezione vanno ai demodulatori da cui escono, in definitiva, i tre segnali

trasmessi (fig. 26). È facile intuire le modifiche che dovrebbero essere apportate ai sistemi di trasmissione e ricezione nel caso in cui i canali di informazione fossero più di tre.

La realizzazione corretta dei principi esposti implica, naturalmente, la soluzione di delicati problemi tecnici, ma il loro esame esula dagli

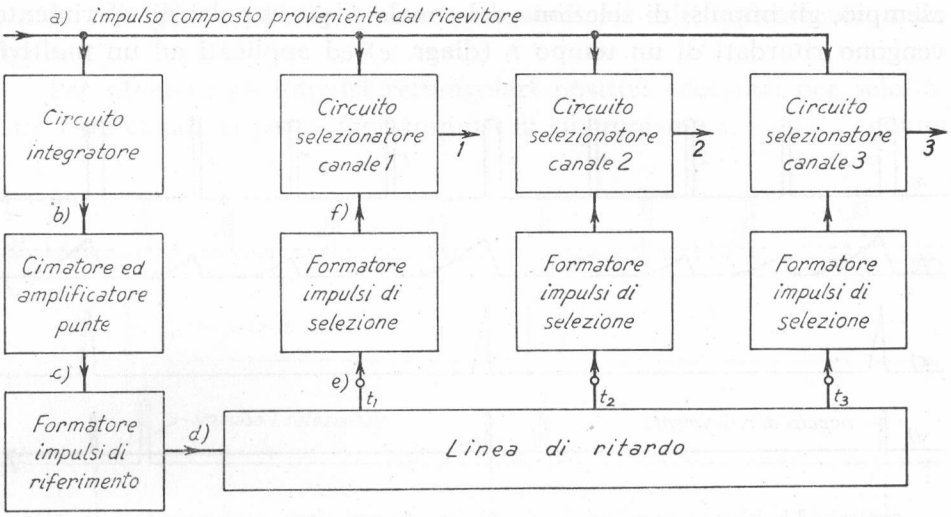


Fig. 29 — Schema a blocchi dell'apparecchiatura per la selezione dei tre canali.

scopi del testo ([22]). Ci occuperemo, invece, del problema del rumore e delle pregevoli caratteristiche dei sistemi ad impulsi rispetto ad esso: caratteristiche che, insieme con la possibilità di trasmissione in multiplex, costituiscono le principali prerogative dei sistemi di comunicazione ad impulsi.

11. — Il rumore nei sistemi di comunicazione ad impulsi.

Nei sistemi di comunicazione ad impulsi la grande energia che è possibile concentrare entro i singoli treni d'onda trasmessi consente in generale di ottenere un grande beneficio nei riguardi del *rumore*, inevi-

([22]) - Un articolo in proposito, del più grande interesse, è il seguente: F. CARASSA - *Multiplex telefonici ad impulsi di alta precisione e stabilità di fase* (ALTA FREQUENZA, 1955, n. 2, pag. 139).

tabilmente presente in tutte le forme di comunicazione (Vol. II: Cap. X, nn. 9-11; Cap. XVII, nn. 4-7). Ciò vale indipendentemente dal tipo di modulazione degli impulsi usata; nel caso, però, dei sistemi a modulazione di durata e di posizione si ha l'ulteriore vantaggio che, in ricezione, è possibile ricostruire i segnali trasmessi, depurandoli quasi completamente dal rumore ad essi sovrapposto. Tale possibilità si rivela preziosa in quei casi in cui il segnale ricevuto debba essere ritrasmesso (e ciò un certo numero di volte) come avviene nei *ponti radio* (Vol. II, Cap. XVIII, n. 7).

Il meccanismo con cui si effettua la depurazione dal rumore può essere compreso agevolmente considerando il caso ideale di impulsi con fronte verticale, di ampiezza moderatamente più grande del rumore; nella figura 30 è indicata la sovrapposizione della tensione di rumore (diagr. *a*) su tali segnali (diagr. *b*). Se il segnale così deteriorato dal rumore è applicato ad un circuito il quale sopprima tutte le parti del segnale che sono al di sopra ed al di sotto dei due livelli V_1 e V_2 ([23]), si ottengono degli impulsi che, convenientemente amplificati, riproducono esattamente i primitivi segnali rettangolari (diagr. *c*). All'atto pratico, naturalmente, i lati degli impulsi non sono rigorosamente verticali, ma più o meno inclinati, e perciò si ha una sovrapposizione del rumore anche su di essi; questo fatto si traduce in una variazione della larghezza della parte dell'impulso che viene selezionata ed amplificata. Ciò causa una modesta fluttuazione della posizione dei fronti degli impulsi ricostruiti, che produce un'alterazione dell'originaria modulazione di durata o di posizione. L'effetto è tanto meno sentito

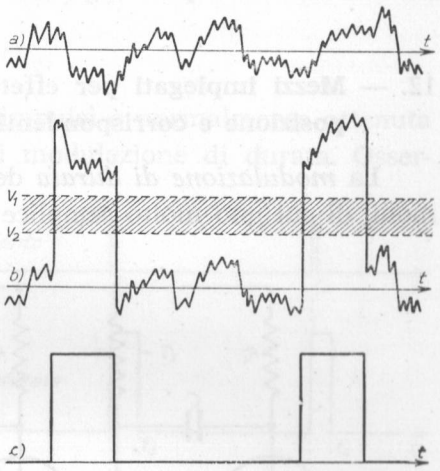


Fig. 30 — Oscillogrammi mostranti l'azione di soppressione del rumore ottenuti con un circuito che elimini le parti del segnale che sono al di sopra od al di sotto dei livelli V_1 e V_2.

([23]) - Esso potrebbe essere il cimatore a triodo studiato nel n. 4 del Cap. X; una soluzione più efficiente potrebbe essere quella di applicare il segnale ad un *circuito di Schmitt* (Cap. XII, n. 12).

quanto più ripidi sono i fronti dei segnali impulsivi originari, cioè, in definitiva, quanto più grande è la larghezza di banda del sistema.

La possibilità, ora vista, di ricostruzione e depurazione dal rumore degli impulsi modulati in durata e posizione fa sì che questi sistemi di modulazione siano costantemente preferiti alla modulazione di ampiezza; fra i due, poi, il sistema più usato è quello *a modulazione di posizione* che, all'ottimo comportamento di fronte al rumore, unisce un buon compromesso fra i diversi requisiti di buona qualità di trasmissione e di semplicità costruttiva degli apparati. Nel prossimo paragrafo esamineremo i metodi impiegati per compiere i due tipi di modulazione ed i corrispondenti metodi di demodulazione.

12. — **Mezzi impiegati per effettuare la modulazione in durata ed in posizione e corrispondenti sistemi di demodulazione.**

La *modulazione di durata* degli impulsi può essere ottenuta in vari modi, di cui uno molto semplice è indicato nella figura 31: gli impulsi,

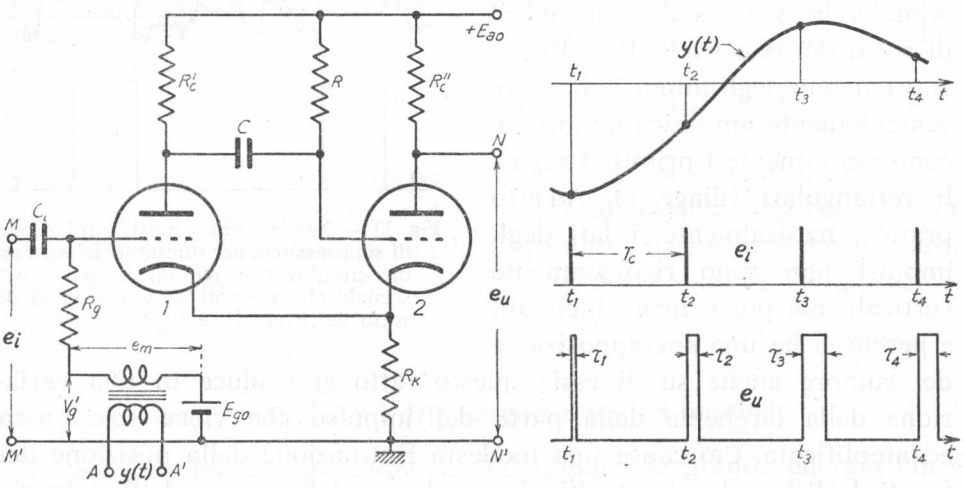


Fig. 31 — *Modulazione di durata* degli impulsi, ottenuta con multivibratore monostabile con tensione di polarizzazione regolata dal segnale.

di periodo T_c (*125* μsec), provenienti (tramite la linea di ritardo) dal *pilota di cadenza* (fig. 25), sono applicati alla griglia (punto *M*) del primo tubo di un multivibratore monostabile ad accoppiamento di emet-

titore (Cap. XII, n. 8, fig. 34). Essi danno, perciò, origine, in uscita, ad una successione di impulsi pseudo-rettangolari, la cui durata dipende dalla costante di tempo RC e dalla tensione V'_g che polarizza la griglia del primo tubo. Questa tensione di polarizzazione, nel circuito della figura 31, è la somma di una tensione continua E_{go} e di una tensione alternativa $e_m = ky(t)$, ottenuta mediante un trasformatore di bassa frequenza al primario del quale è applicato il segnale modulante. Con questo artifizio, scegliendo opportunamente il valore di E_{go} e le condizioni di funzionamento del multivibratore, si può fare in modo che la durata degli impulsi di uscita vari attorno ad un valore τ_o (corrispondente a $V'_g = E_{go}$) *con legge proporzionale al segnale* $y(t)$:

$$\tau = \tau_o + ky(t) \ . \tag{1}$$

La *modulazione di posizione* degli impulsi è normalmente ottenuta passando attraverso ad un processo di modulazione di durata. Osser-

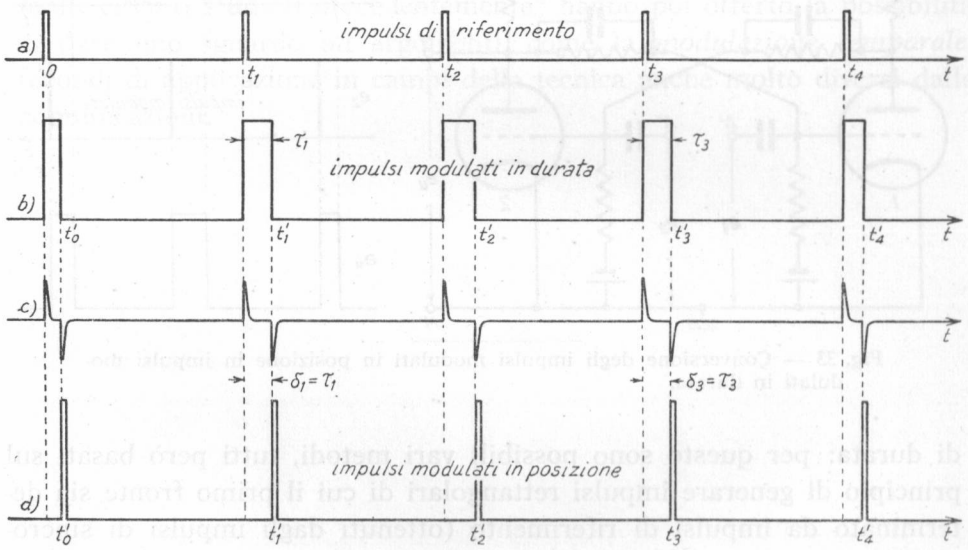


Fig. 32 — Modulazione di posizione ottenuta partendo da impulsi modulati in durata.

viamo, infatti, che, mentre il fronte in salita degli impulsi modulati in durata è coincidente con quello degli impulsi di riferimento provenienti dal pilota di cadenza (fig. 32 *a*, *b*), il fronte di discesa è ritardato della quantità τ che obbedisce alla legge (1). Applicando, allora, gli impulsi

modulati in durata ad un differenziatore (Cap. VIII, n. 5, fig. 14), si ottiene una doppia successione di impulsi, positivi e negativi (fig. 32 *c*): gli impulsi negativi sono traslati rispetto a quelli positivi (in posizione fissa rispetto agli impulsi di riferimento) della quantità $\delta = \tau$ e costituiscono una successione di impulsi modulati in posizione. Gli impulsi modulati vengono poi separati dagli impulsi fissi *cimando a zero* gli impulsi positivi; indi sono amplificati, cambiati di segno ed applicati ad un *multivibratore monostabile a trasformatore*, eventualmente controllato con linea di ritardo (Cap. XII, n. 16). Si ottiene in tal modo la voluta successione di impulsi modulati in posizione, aventi un'ampiezza ed una durata prefissata (fig. 32 *d*) [24].

La *demodulazione* degli impulsi modulati in posizione si effettua normalmente trasformando la modulazione di posizione in modulazione

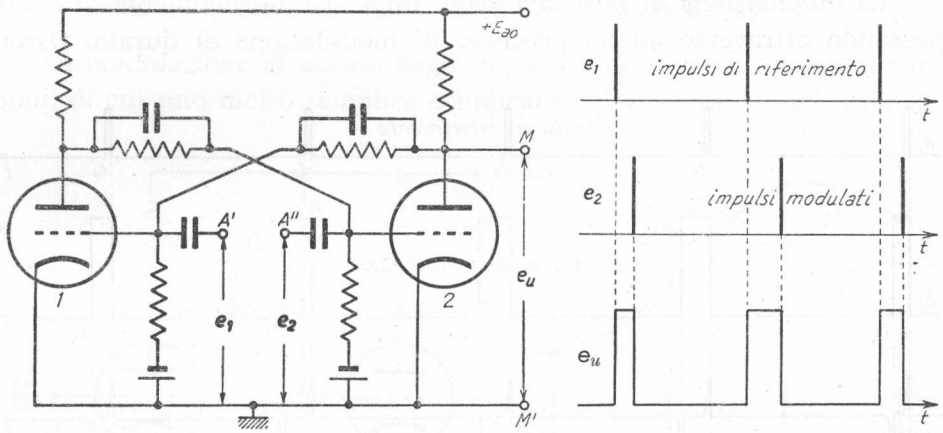


Fig. 33 — Conversione degli impulsi modulati in posizione in impulsi modulati in durata.

di durata: per questo sono possibili vari metodi, tutti però basati sul principio di generare impulsi rettangolari di cui il primo fronte sia determinato da impulsi di riferimento (ottenuti dagli impulsi di sincronismo) ed il secondo dagli impulsi modulati. Per la generazione dei sopradetti segnali rettangolari ci si può valere di un *circuito di Eccles-Jor-*

---

[24] - Esistono metodi che forniscono garanzie di corretto funzionamento maggiore di quello esaminato; poichè, però, ad essi sono legati vari e delicati problemi, non li descriveremo. Essi sono trattati esaurientemente nell'articolo citato nella nota [22] del n. 10.

dan a doppia entrata (Cap. XII, n. 10-11, figg. 42, 47): alla griglia del primo tubo (fig. 33, morsetto *A'*) sono applicati quegli impulsi di riferimento (fig. 28 *e*) che nel sistema di separazione dei vari canali (n. 10) danno origine agli impulsi di selezione; alla griglia del tubo *2* (punto *A''*) sono invece applicati gli impulsi modulati in posizione. Ne risulta che il primo tubo passa in conduzione ed il secondo all'interdizione in corrispondenza ad ogni impulso di riferimento; i due tubi scambiano poi le loro condizioni per ogni impulso della successione modulata in posizione. Allora la tensione d'uscita del secondo tubo, e_u, ha l'andamento indicato nella figura 33 che mostra chiaramente l'avvenuta conversione della modulazione di posizione in modulazione di durata: un opportuno filtro passa-basso, a cui sia applicata la successione degli impulsi così ottenuti, restituirà il segnale originario (n. 9).

I pochi accenni precedenti sui sistemi elettronici delle comunicazioni ad impulsi, pur essendo del tutto inadeguati alla vastità dell'argomento, hanno permesso di mettere in evidenza l'utilizzazione pratica di molti circuiti studiati precedentemente; hanno poi offerto la possibilità di dare uno sguardo ad argomenti, come la *modulazione temporale*, fecondi di applicazione in campi della tecnica anche molto diversi dalle comunicazioni.

CAPITOLO XIV

L'ELETTRONICA NELLA TECNICA TELEVISIVA

1. — Generalità sull'applicazione dell'elettronica alla televisione.

La tecnica televisiva, fin dalla sua nascita, ha richiesto la soluzione di innumerevoli e delicati problemi di elettronica, relativi sia ai tubi (tubi da presa e da riproduzione, tubi amplificatori, ecc.) sia ai circuiti in cui questi sono adoperati. Indipendentemente da quei problemi che sono di dominio esclusivo della televisione — per il cui studio occorre rivolgersi a testi specializzati ([1]) — ve ne sono alcuni che hanno carattere generale ed interessano tecniche diverse da quella televisiva ([2]). Accenneremo in questo capitolo a tali argomenti, sia per l'interesse generale che essi presentano, sia per l'opportunità che alcuni di essi offrono di mostrare l'applicazione di operazioni studiate nei capitoli precedenti (derivazione, integrazione, cimatura, fissaggio, sincronizzazione di multivibratori).

In vista di tale studio è opportuno richiamare alla mente il processo secondo cui si effettua la televisione ([3]). Nella stazione trasmittente l'im-

---

([1]) - B. GROB: *La Televisione* (Ed. Einaudi, Torino, 1955) - W. K. ZWORYKIN e G. A. MORTON: *La Televisione* (Ed. Sansoni, Firenze, 1959) - A. MAGELLI: *Principi Fondamentali di Televisione e Modulazione di Frequenza* (Ediz. Tecniche Elettroniche, Torino, 1951).

([2]) - Caratteristico, sotto questo aspetto, è il problema dell'amplificazione video (di cui ci siamo occupati nel Cap. VI) che, presentatosi dapprima nella televisione, ora interessa la radartecnica, la tecnica oscillografica ed in genere tutte le tecniche che riguardano segnali ad impulsi.

([3]) - Per la comprensione della materia contenuta nel presente capitolo sono sufficienti i pochi cenni contenuti nel Vol. II di questo testo (Cap. XIX).

magine da trasmettere viene proiettata sulla superficie fotoelettrica sensibile del *tubo da presa*; se questo è, ad esempio, un iconoscopio (fig. 1), la superficie sensibile è un *mosaico fotoelettrico*, il quale viene *esplorato* per linee parallele da un sottile pennello elettronico che, muovendosi nel modo schematizzato nella figura 2, passa successivamente e periodicamente su tutte le parti dell'immagine (*quadro*). In concomitanza al moto del pennello elettronico nasce nel tubo, ed è disponibile in uscita, una tensione v_u la quale, in ogni istante, ha valore proporzionale all'intensità luminosa dell'immagine nel punto colpito dal pennellino elettronico in quell'istante medesimo; tale tensione (*segnale video*) viene usata per modulare in ampiezza un'oscillazione a radiofrequenza che, opportunamente amplificata, viene irradiata nello spazio.

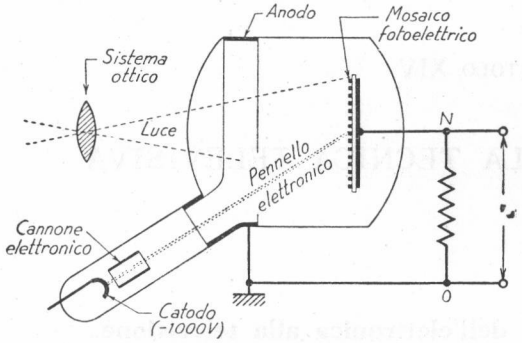


Fig. 1 — Iconoscopio.

In ricezione l'immagine originale viene ricostruita, dietro comando dei segnali ricevuti, mediante lo speciale tubo a raggi catodici da riproduzione detto *cinescopio*: in esso un pennellino elettronico, muovendosi in maniera identica al pennello elettronico del tubo da presa, disegna sullo schermo fluorescente un *quadro* luminoso, corrispondente alla successione di righe parallele secondo cui, in trasmissione, è avvenuta l'esplorazione dell'immagine. Il segnale televisivo raccolto dall'antenna ricevente viene, entro il ricevitore, amplificato, rivelato ed applicato alla griglia che comanda l'intensità del pennello elettronico del tubo da riproduzione; perciò sullo schermo la brillanza della traccia luminosa del pennello varierà con l'ampiezza del segnale, cioè in relazione all'intensità

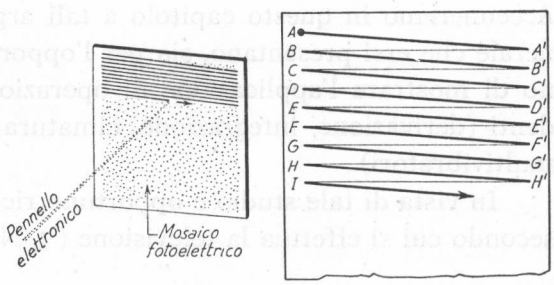


Fig. 2 — Esplorazione per linee parallele del mosaico fotoelettrico.

luminosa dell'immagine originaria nel punto corrispondente del mosaico fotoelettrico.

La riproduzione corretta dell'immagine sullo schermo è subordinata al perfetto *sincronismo* fra i movimenti dei pennelli elettronici dei tubi da presa e da riproduzione; esso è ottenuto grazie a particolari impulsi (*segnali di sincronismo*) trasmessi *via radio* dal trasmettitore insieme coi segnali video.

2. — Elementi riguardanti il movimento di scansione del pennello elettronico.

Il quadro televisivo standard in italia ha un rapporto 4/3 fra larghezza ed altezza ed è formato da 625 righe parallele quasi orizzontali, ripetute 25 volte al secondo. Il moto del pennello elettronico durante l'esplorazione del quadro (*scansione*), sia nel tubo da presa che da riproduzione, avviene con le seguenti modalità.

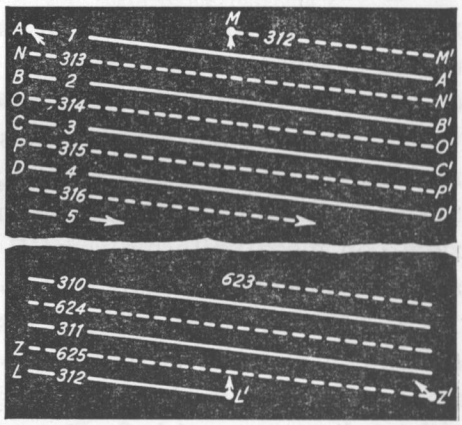


Fig. 3 — Esplorazione del quadro intercalata.

Guardando lo schermo del tubo da riproduzione (o il retro della placca sensibile nel tubo da presa), la traccia luminosa del pennello parte dal punto *A* (fig. 3) e si muove di moto uniforme lungo la linea *AA'* fino a raggiungere *A'*, da cui scatta poi bruscamente in *B*; durante il rapido passaggio da *A'* a *B* il pennello elettronico viene soppresso, per cui al suddetto scatto non corrisponde alcuna traccia visibile sullo schermo. Dal punto *B* la traccia del pennello raggiunge con moto uniforme *B'*, scatta in *C* e, seguendo le linee continue, finisce per giungere all'estremo inferiore del quadro, nel punto *L'*, avendo così compiuto una *trama* (o *campo*) di 312 righe e mezza. Dal punto *L'* si verifica un rapido passaggio dalla traccia nel punto *M*, all'estremo superiore del quadro: il passaggio è invisibile perchè il pennello elettronico è opportunamente soppresso. Dal punto *M* la traccia percorre con moto uniforme la mezza riga *MM'*

iniziando una nuova trama di 312 righe e mezza (indicate a tratti in fig. 3), le quali sono *intercalate* rispetto a quelle della trama precedente (4). La traccia del pennello, dopo avere percorsa la nuova trama di righe ed essere giunta nuovamente all'estremo inferiore (in Z') scatta in A, nell'estremo superiore sinistro, e riprende a percorrere le linee a tratto continuo.

Ciascuna trama viene percorsa in un cinquantesimo di secondo, per cui il complesso delle due trame intercalate (625 righe) viene percorso in 1/25 di secondo; l'insieme di due trame intercalate costituisce un *quadro* completo. Si hanno quindi 25 quadri completi al secondo, sequenza sufficiente perchè (per la persistenza delle immagini nell'occhio) l'immagine appaia uniforme; l'uso dell'esplorazione intercalata fa sì che lo sfarfallamento dell'immagine, legato al meccanismo dell'esplorazione, sia minore che se le 625 righe fossero percorse l'una di seguito all'altra (cioè con la sequenza AA', NN', BB', ...).

Il suddetto movimento della traccia del pennello elettronico è il risultato della composizione di un movimento in senso orizzontale e di uno in senso verticale: il primo consiste in una successione periodica (al ritmo di $625 \times 25 = 15625$ al secondo) di traslazioni della traccia a velocità costante dall'estremo sinistro a quello destro, con conseguenti, rapidissimi, ritorni verso sinistra; il secondo è dello stesso tipo, ma si svolge dall'alto in basso ed è molto più lento, consistendo in traslazioni con moto uniforme verso il basso, e conseguenti ritorni in alto, al ritmo di 50 al secondo.

I due movimenti possono essere ottenuti deflettendo elettrostaticamente il pennello elettronico con due coppie di placchette di deviazione, ortogonali fra loro, a cui siano applicate due tensioni alternative a denti di sega aventi le frequenze di 15625 e 50 oscillazioni al secondo. Più comunemente la deflessione del pennello elettronico è ottenuta per

(4) - Nella realtà il passaggio dal punto L' al punto M non è istantaneo, ma impiega un tempo esattamente uguale a quello necessario per percorrere un certo numero di righe; deriva da ciò che le due trame hanno un numero di righe minore di *312,5*. Per necessità inerenti alla sincronizzazione, poi, il pennello elettronico viene soppresso in corrispondenza ad alcune righe superiori ed inferiori delle due trame; complessivamente risultano sottratte alle due trame *30* righe, per cui il numero totale delle righe utili per la formazione dell'immagine è *595* invece che *625*.

via magnetica (5) mediante bobine disposte esternamente al tubo, schematicamente come nella figura 4. La coppia di bobine *1, 2* (*bobine di deviazione orizzontale*) produce un campo magnetico con linee di forza verticali e perciò tende a deviare orizzontalmente il pennello elettronico, che supporremo si muova normalmente al foglio provenendo dal retro. La coppia di bobine *3, 4* (*bobine di deviazione verticale*) produce un campo magnetico con linee di forza orizzontali e tende a deviare verticalmente il pennello elettronico. La costituzione effettiva delle bobine di deflessione e del tubo a raggi catodici è tale che la deviazione del pennello dalla sua posizione di riposo risulta proporzionale all'intensità della corrente nella bobina. Per ottenere il voluto movimento di esplorazione a linee parallele si fanno circolare nelle due coppie di bobine due correnti alternative a denti di sega (fig. 5),

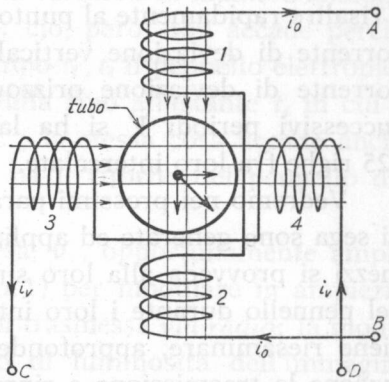


Fig. 4 — Sistema di bobine per la deflessione magnetica.

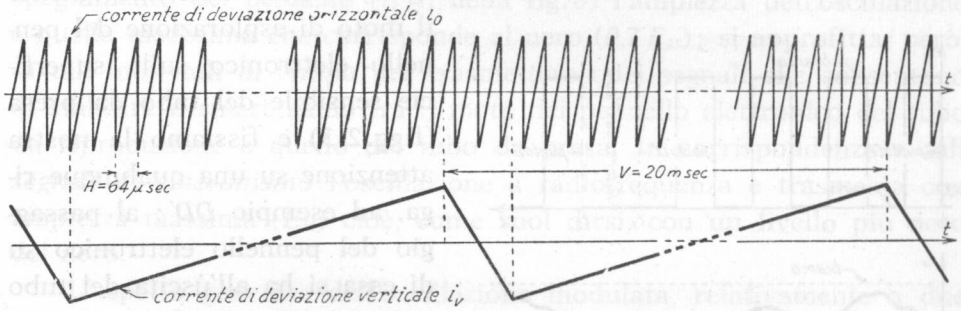


Fig. 5 — Correnti a denti di sega per la deflessione del pennello elettronico.

aventi le frequenze di 15625 e 50 oscillazioni al secondo, rispettivamente per la deflessione orizzontale e per la deflessione verticale.

Il periodo della corrente destinata alla deflessione orizzontale

(5) - La deflessione magnetica consente di ottenere angoli di deviazione del fascio molto maggiori che non la deviazione elettrostatica ed inoltre semplifica la costruzione del tubo a raggi catodici.

($H = 64\,\mu$ sec) costituisce il tempo che il pennello impiega per descrivere una riga col conseguente ritorno, mentre il periodo della corrente di deflessione verticale ($V = 20$ m sec) costituisce il tempo che la traccia del pennello complessivamente impiega per scendere dal punto A al punto L' e risalire rapidamente al punto M (fig. 3). Dal fatto che il periodo V della corrente di deviazione verticale è pari a 325,5 volte il periodo H della corrente di deviazione orizzontale, deriva la conseguenza che in due successivi periodi V si ha la completa esplorazione del quadro con 625 righe fra loro intercalate.

Vedremo nei prossimi paragrafi i metodi con cui le correnti a denti di sega sono generate ed applicate alle bobine di deflessione e con quali mezzi si provveda alla loro sincronizzazione oltre che allo spegnimento del pennello durante i loro intervalli di ritorno; in relazione a ciò conviene riesaminare, approfondendone lo studio, il meccanismo con cui avviene la trasmissione e riproduzione dell'immagine.

3. — Natura e costituzione del segnale televisivo.

Per approfondire la conoscenza del meccanismo con cui avviene la trasmissione e la riproduzione dell'immagine, consideriamo nuovamente il moto di esplorazione del pennello elettronico sulla superficie sensibile del tubo da presa (figg. 2, 3) e fissiamo la nostra attenzione su una qualunque riga, ad esempio DD'; al passaggio del pennello elettronico su di essa si ha all'uscita del tubo una tensione v_u che varia nel tempo con la legge secondo cui varia l'intensità luminosa dell'immagine sulla linea negli istanti corrispondenti. Nella figura 6 *a*), ad esempio, è indicato il modo di variare di v_u nel caso particolare in cui l'immagine è una successione di striscie verticali uguali, alternativamente bianche e nere; nel caso di un'immagine più

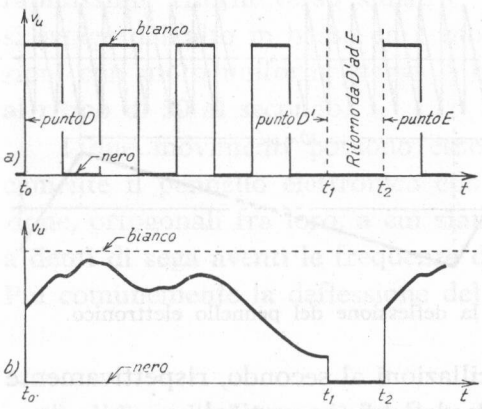


Fig. 6 — Andamento in funzione del tempo di v_u mentre il pennello esplora una riga, in due casi particolari.

complessa, in cui la tonalità del fondo ha variazioni graduali fra il bianco ed il nero, l'andamento di v_u sarà del tipo generale indicato nella fig. 6 *b*). Durante il rapido ritorno da destra a sinistra (da D' ad E) del pennello elettronico, si avrebbe una tensione d'uscita variabile in maniera analoga, ma in un tempo molto più breve ($t_2 - t_1$): ciò, però, non accade perchè durante il corrispondente intervallo di tempo t_1, t_2 il pennello elettronico viene soppresso. La tensione è, perciò, nulla fino all'istante t_2 in cui il pennello elettronico inizia il percorso EE'; la stessa cosa accade anche durante gli intervalli di tempo in cui si ha il ritorno del pennello dal basso verso l'alto.

La tensione d'uscita del tubo da presa, v_u, opportunamente amplificata, viene usata (come si è detto nel n. 1) per modulare in ampiezza l'oscillazione a radiofrequenza che sarà poi trasmessa *via radio*: la modulazione è *negativa*, cioè ad un aumento di luminosità dell'immagine (aumento di v_u) fa corrispondere una diminuzione, invece che un aumento, dell'ampiezza della oscillazione a radiofrequenza. Stabilito il valore massimo di questa, E_M, alle zone nere dell'immagine corrisponde, per convenzione, un'ampiezza pari al 70% di E_M, mentre alle zone bianche corrisponde un'ampiezza pari al 10% di E_M. Durante gli intervalli di spegnimento del pennello (t_1, t_2 nella fig. 6) l'ampiezza dell'oscillazione è quella medesima che corrisponde al nero ($0{,}7\,E_M$); si approfitta, però, di tali intervalli di tempo per trasmettere quei segnali che consentono di stabilire il sincronismo fra il moto del pennello elettronico del tubo da riproduzione e quello del tubo da presa. In corrispondenza a tali *segnali di sincronismo* l'oscillazione a radiofrequenza è trasmessa con ampiezza massima (E_M) cioè, come suol dirsi, con un livello più nero del nero.

L'aspetto generico dell'oscillazione modulata, relativamente a due righe successive, è indicato nella figura 7 *a*), dove il tratteggio simula l'oscillazione a radiofrequenza. Nella figura 7 *b*) è disegnato il corrispondente inviluppo dell'oscillazione, cioè l'andamento del segnale modulante: la parte relativa all'immagine si svolge tutta fra i livelli del nero (70%) e del bianco (10%), mentre gli impulsi di sincronismo si spingono oltre il livello del nero, fino al livello massimo (100%). Nella figura 8 è indicato l'andamento completo del segnale modulante, relativo all'esplorazione di due *trame* successive: in esso compaiono particolari segnali per lo spegnimento del pennello e per il sincronismo, relativi sia al moto

orizzontale sia al moto verticale. I sopradetti segnali hanno forma e durata normalizzate che obbediscono a precise regole, intese a permetterne la separazione e l'utilizzazione, coi metodi che vedremo nel paragrafo seguente.

Nel ricevitore l'oscillazione a radiofrequenza modulata, dopo essere stata convertita in un'oscillazione a frequenza intermedia ed amplificata ([6]), è applicata ad un rivelatore a diodo: alla sua uscita risulta di-

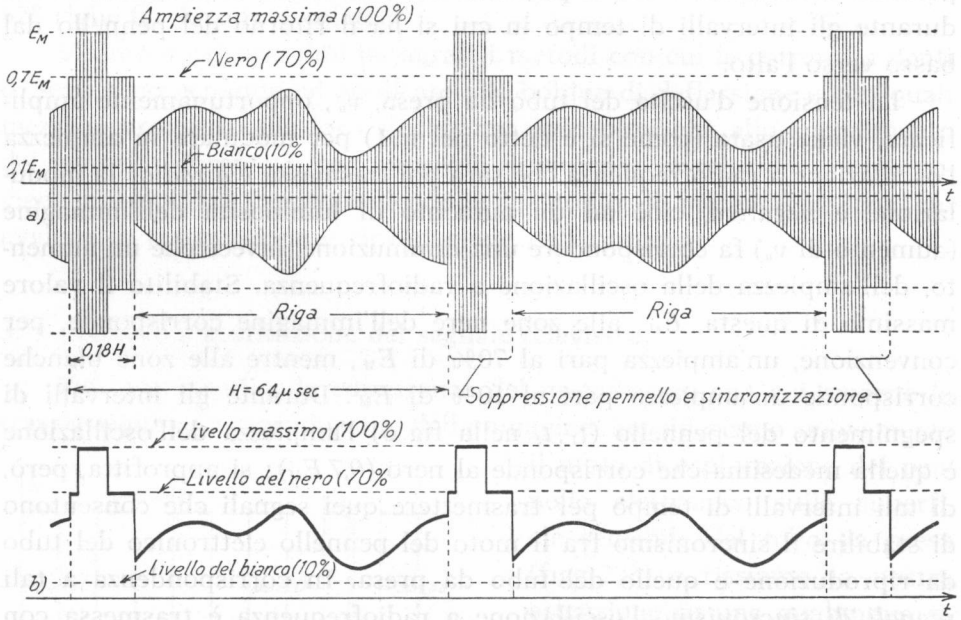


Fig. 7 — Oscillazione a r. f. modulata dal segnale televisivo e corrispondente segnale modulante.

sponibile il segnale modulante, del tipo generale indicato nelle figure 7 *b*) ed 8. Esso è amplificato da un amplificatore video ([7]) ed è applicato col giusto segno alla griglia del tubo da riproduzione che comanda l'inten-

([6]) - Con un amplificatore a larga banda, generalmente del tipo *a frequenze d'accordo sfalsate* (Vol. II, Cap. III, n. 5); le frequenze di lavoro sono usualmente dell'ordine di $40 \div 50$ MHz.

([7]) - Usualmente l'ampiezza del segnale all'uscita del rivelatore è già dell'ordine di qualche volt, per cui sono sufficienti uno o due stadi di amplificazione (attuati coi metodi visti nel Cap. VI) per portare il segnale al livello utile per comandare la griglia del tubo da riproduzione ($20 \div 50$ V)

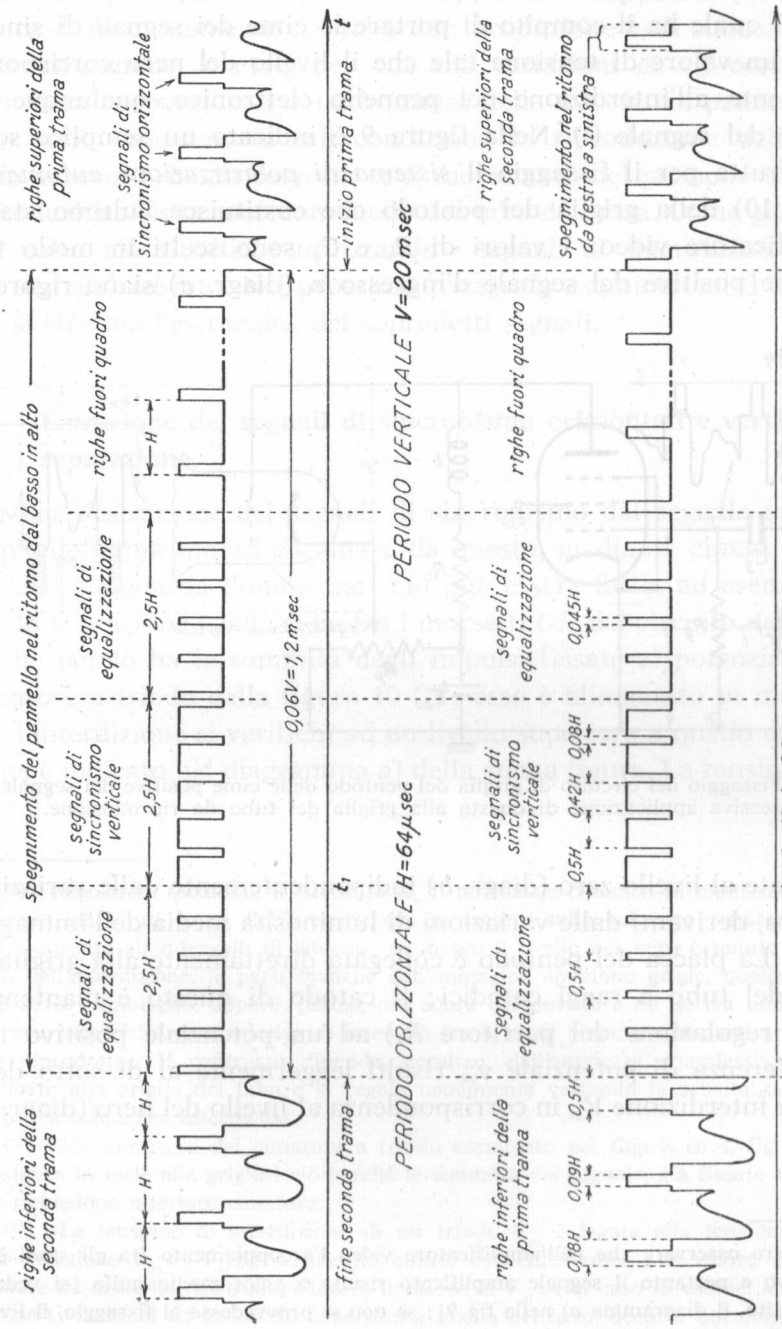


Fig. 8 — Andamento completo normalizzato del segnale televisivo, relativo all'esplorazione di due trame successive.

sità del pennello elettronico. L'applicazione avviene tramite un *circuito fissatore* il quale ha il compito di portare le cime dei segnali di sincronismo ad un valore di tensione tale che il livello del nero corrisponda effettivamente all'interdizione del pennello elettronico, qualunque sia l'ampiezza del segnale ([8]). Nella figura 9 è indicato un semplice schema che sfrutta per il fissaggio il *sistema di polarizzazione automatica* (Cap. X, n. 10) della griglia del pentodo che costituisce l'ultimo stadio dell'amplificatore video: i valori di R_g e C_g sono scelti in modo tale che le cime positive del segnale d'ingresso e_i (diagr. *a*) siano rigorosa-

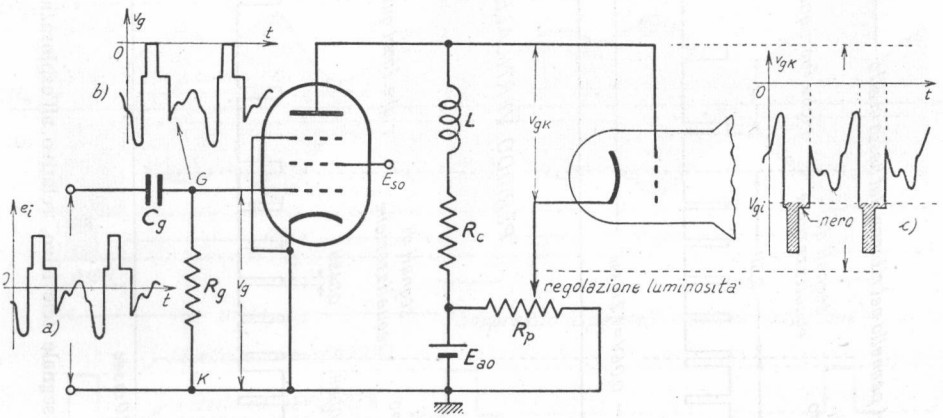


Fig. 9 — Fissaggio nel circuito di griglia del pentodo delle cime positive del segnale e successiva applicazione di questo alla griglia del tubo da riproduzione.

mente fissate al livello zero (diagr. *b*) indipendentemente dalle variazioni di ampiezza, derivanti dalle variazioni di luminosità media dell'immagine trasmessa. La placca del pentodo è collegata direttamente alla griglia di controllo del tubo a raggi catodici; il catodo di questo è mantenuto (mediante regolazione del partitore R_p) ad un potenziale positivo tale che la differenza di potenziale v_{gk} risulti leggermente al di sotto della tensione di interdizione V_{gi} in corrispondenza al livello del nero (diagr. *c*),

([8]) - Occorre osservare che nell'amplificatore video l'accoppiamento fra gli stadi è di tipo capacitivo e pertanto il segnale amplificato risulta a valor medio nullo [si veda, a questo proposito, il diagramma *a*) nella fig. 9]; se non si provvedesse al fissaggio, il livello del nero si alzerebbe ed abbasserebbe al variare dell'ampiezza media del segnale.

così che il pennello elettronico sia decisamente soppresso (9). La caratteristica di funzionamento del tubo da riproduzione è, di solito, con buona approssimazione, lineare, per cui alle variazioni di v_{gk} corrispondono variazioni proporzionali della *brillanza* della traccia del pennello elettronico sullo schermo: in tali condizioni, la riproduzione dell'immagine sullo schermo risulta corretta se il movimento del pennello del tubo da riproduzione è sincrono con quello del tubo da presa. Come già si è detto più volte, ciò si ottiene utilizzando i segnali di sincronismo contenuti nel segnale ricevuto. Nel prossimo paragrafo esamineremo i metodi con cui si effettua l'estrazione dei sopradetti segnali.

4. — Estrazione dei segnali di sincronismo orizzontali e verticali e loro separazione.

Per l'estrazione dei segnali di sincronismo dal segnale televisivo si provvede dapprima ad eliminare da questo, mediante cimatura, l'intera parte che riguarda l'immagine; ciò può essere fatto, ad esempio, applicando la tensione v_g che si ha fra i morsetti *GK* del circuito della figura 9 (e che perciò ha le sommità degli impulsi fissate al potenziale zero) al cimatore a triodo della figura 10 (10); esso è alimentato in maniera tale che l'interdizione si verifichi ad un livello superiore a quello del nero (11), come è indicato nel diagramma *a*) della stessa figura. La tensione anodica

---

(9) - Regolando mediante il partitore R_p il potenziale catodico in maniera che il livello del nero sia al di sopra dell'interdizione, la traccia sullo schermo risulterebbe visibile anche durante gli intervalli di ritorno; se invece il livello del nero è tenuto troppo al di sotto dell'interdizione, le parti bianche dell'immagine appaiono grigie, quelle grigie appaiono nere. L'immagine appare, perciò, più scura del dovuto e ne deriva una diminuzione del *contrasto* (differenza relativa di intensità fra le parti bianche e le parti nere dell'immagine riprodotta). Il contrasto dipende, peraltro, dall'ampiezza complessiva del segnale applicato alla griglia del tubo e si regola usualmente variando la sensibilità degli amplificatori a frequenza intermedia.

(10) - Nei confronti del cimatore a triodo esaminato nel Cap. X (n. 4, fig. 10) manca la resistenza in serie alla griglia; ciò perchè le sommità del segnale, già fissate al livello zero, non richiedono ulteriore cimatura.

(11) - La tensione di interdizione di un triodo V_{gi} è legata alla tensione anodica V_a dalla relazione $V_{gi} = -V_a/\mu$; scegliendo quindi convenientemente il valore di V_a, si può regolare ad arbitrio, entro ampi limiti, il valore di V_{gi}. Nel caso in esame, affinchè l'interdizione si verifichi ad un livello superiore a quello del nero, occorre normalmente operare con tensioni di alimentazione anodica di poche decine di volt.

ha allora l'andamento indicato nel diagramma *b*); gli impulsi così ottenuti, amplificati e cambiati di segno da un ulteriore stadio di amplificazione (diagr. *c*) sono applicati ad un *circuito differenziatore* e ad un *circuito integratore* a resistenza e capacità, che provvedono a separare fra loro ed a rendere disponibili i segnali di sincronismo orizzontali (*impulsi di riga*) e quelli di sincronismo verticali (*impulsi di quadro*).

Come avvenga la separazione, può comprendersi considerando la tensione e_s che si ha all'ingresso dei due circuiti, la quale ha l'andamento generale indicato nella figura 11 *a*), ricavato dalla figura 8: il

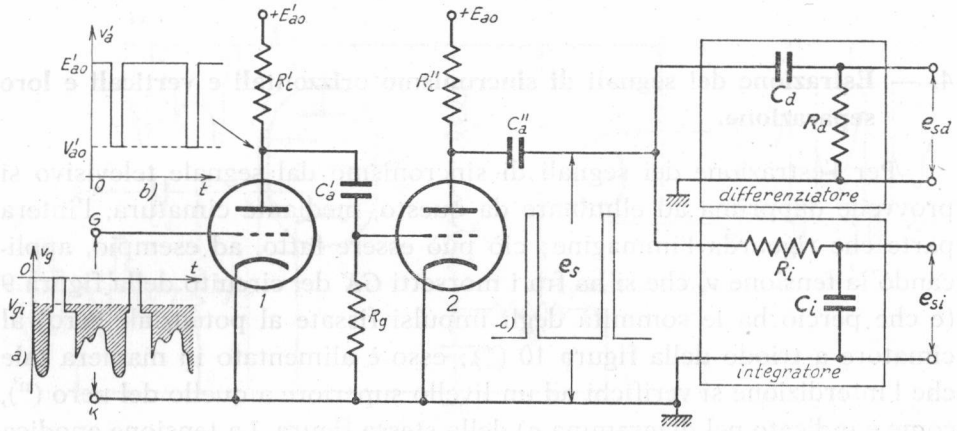


Fig. 10 — Separazione dei segnali di sincronismo e loro applicazione ad un circuito differenziatore e ad un circuito integratore.

circuito differenziatore dà origine a due guizzi di tensione di segno opposto in corrispondenza ai fronti di ciascun impulso originario (Cap. VIII, n. 5, fig. 14), per cui la sua tensione d'uscita e_{sd} ha l'andamento indicato nella figura 11 *b*). Eliminando, mediante cimatura, i guizzi negativi si ottiene una successione di guizzi positivi intervallati fra loro di un tempo uguale ad H (64 μ sec) od $H/2$; sono questi impulsi che (col metodo che vedremo nel paragrafo seguente) provvedono al sincronismo orizzontale.

La tensione d'uscita dell'integratore, e_{si}, in conseguenza della carica lineare del condensatore C_i durante gli impulsi e della scarica nell'intervallo successivo, col meccanismo visto nel n. 4 del Cap. VIII (fig. 9), assume l'andamento indicato nella figura 11 *c*): la tensione e_{si} è mediamente piccola quando gli intervalli fra gli impulsi sono maggiori

delle durate degli impulsi stessi, mentre cresce rapidamente quando gli impulsi sono larghi e strettamente serrati fra loro, dando luogo ad un impulso pseudo-triangolare. All'uscita del circuito integratore si ottengono, pertanto, ogni secondo cinquanta impulsi del tipo sopradetto ([12])

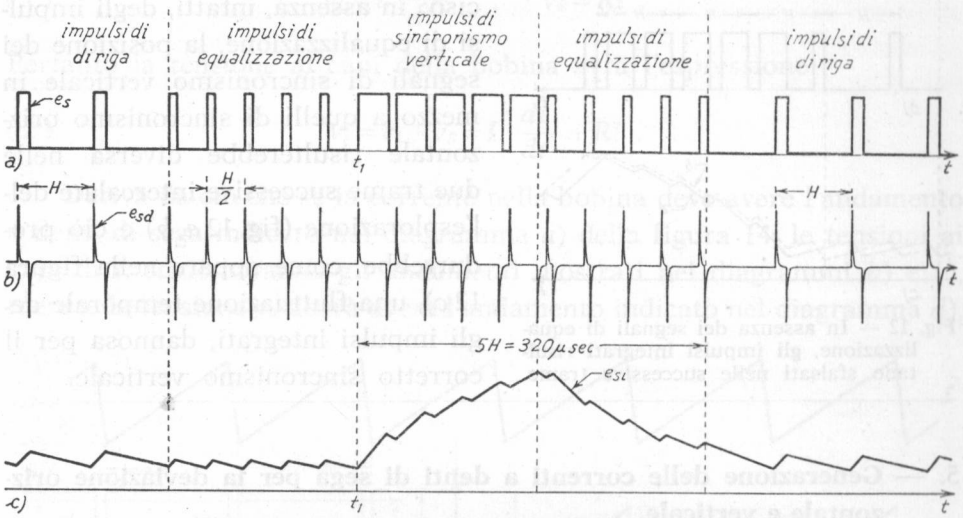


Fig. 11 — Separazione dei segnali di sincronismo orizzontali e verticali mediante differenziazione ed integrazione.

che, come vedremo nel prossimo paragrafo, sono utilizzati per sincronizzare la corrente a denti di sega della deviazione verticale (*impulsi di quadro*).

Siamo ora in grado di comprendere la ragione della complessa costituzione dei segnali di sincronismo contenuti nel segnale televisivo (fig. 8); essa è tale da mantenere gli impulsi di riga anche durante gli intervalli di tempo in cui vengono trasmessi i segnali di sincronismo

([12]) - Nei circuiti pratici dei ricevitori spesso l'integratore è costituito, non da un solo partitore R_iC_i come nella figura 10, ma da più cellule dello stesso tipo in cascata; il comportamento di tale dispositivo è sostanzialmente il medesimo, ma la seghettatura degli impulsi ottenuti risulta molto più ridotta. Può sembrare che gli impulsi della figura 11 *c*) siano larghi e poco definiti; ma se si mette in rapporto la loro durata (dell'ordine di *0,3* m sec) al periodo di ripetizione ($V = 20$ m sec) ci si rende conto che l'impressione di larghezza deriva essenzialmente dalla scala dei tempi ampia della figura 11 *c*).

verticale. Gli impulsi di equalizzazione, che precedono e seguono il gruppo di impulsi larghi e strettamente serrati (gruppo che costituisce il vero segnale di sincronismo verticale) hanno uno scopo ben preciso: in assenza, infatti, degli impulsi di equalizzazione, la posizione dei segnali di sincronismo verticale in mezzo a quelli di sincronismo orizzontale risulterebbe diversa nelle due trame successive intercalate dell'esplorazione (fig. 12 *a*, *b*) e ciò produrrebbe, come appare nella figura 12 *c*), una fluttuazione temporale degli impulsi integrati, dannosa per il corretto sincronismo verticale.

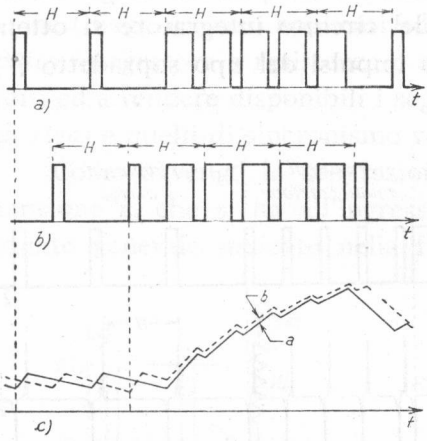


Fig. 12 — In assenza dei segnali di equalizzazione, gli impulsi integrati risultano sfalsati nelle successive trame.

5. — Generazione delle correnti a denti di sega per la deviazione orizzontale e verticale.

Per ottenere le forti correnti a denti di sega necessarie per effettuare la deflessione del pennello elettronico, le *bobine di deflessione* (n. 2, fig. 4) sono alimentate da amplificatori di potenza a trasformatore ([13]), nel modo schematicamente indicato nella figura 13; affinchè la corrente nelle bobine abbia il voluto carattere a denti di sega (fig. 5) la tensione di comando dell'amplificatore, e_i, deve avere un andamento particolare che può desumersi dalle considerazioni seguenti.

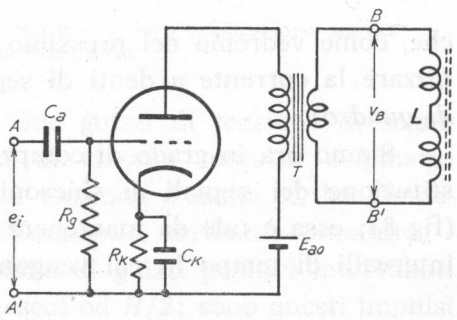


Fig. 13 — Alimentazione di una coppia di bobine di deflessione mediante amplificatore a trasformatore.

Le bobine di deflessione possiedono inevitabilmente un'induttanza L

([13]) - Vol. I, Cap. XII, n. 4 e seg.

ed una resistenza R in serie alla prima (fig. 14); detta pertanto i la corrente che attraversa la serie, la tensione ai capi della bobina v_b sarà la somma della caduta di tensione v_L ai capi di L e della tensione v_R ai capi di R, che hanno manifestamente i valori:

$$(1) \qquad v_L = L\frac{di}{dt} \quad , \quad v_R = Ri \ .$$

Pertanto la tensione ai capi della bobina avrà l'espressione:

$$(2) \qquad v_b = v_L + v_R = L\frac{di}{dt} + Ri \ .$$

Deriva da ciò che se la corrente nella bobina deve avere l'andamento a denti di sega indicato nel diagramma *a*) della figura 14, le tensioni ai capi di L ed R avranno gli andamenti mostrati nei diagrammi *b*) e *c*), mentre la tensione v_b dovrà avere l'andamento indicato nel diagramma *d*),

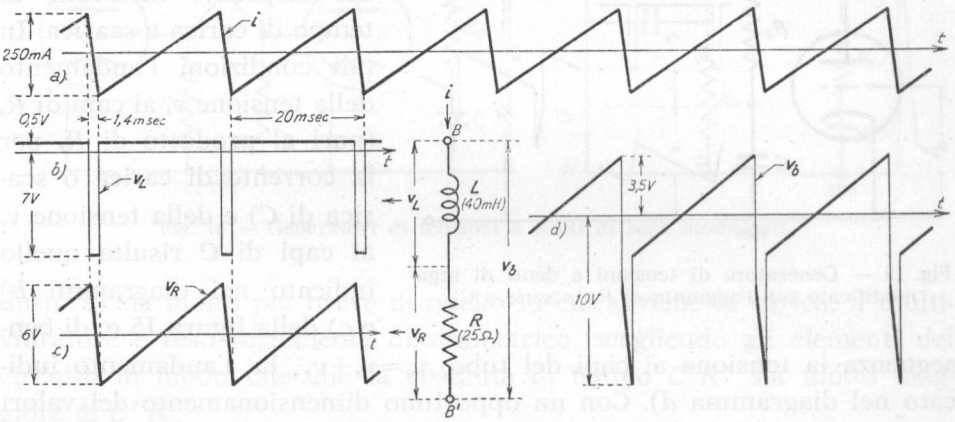


Fig. 14 — Determinazione della tensione ai capi della bobina (diagr. *d*) corrispondente ad una corrente a denti di sega (diagr. *a*).

ottenuto facendo la somma, istante per istante, di v_L e v_R. Tale dovrà, dunque, essere l'andamento della tensione d'uscita dell'amplificatore, v_u, e, di conseguenza, quello del suo segnale d'ingresso e_i ([14]).

([14]) - Con ciò si ammette che l'amplificatore non introduca distorsioni, cosa irrealizzabile in pratica date le ampie escursioni di tensione richieste. Praticamente, però, esiste la possibilità di compensare fra loro, in maniera assai buona, gli errori che derivano dalla curvatura della caratteristica mutua dinamica, da fenomeni di saturazione nel nucleo ferromagnetico delle bobine e dalla inevitabile mancanza di assoluta linerità del tratto in salita del segnale d'ingresso.

Una tensione avente l'andamento della figura 14 *d*) può ottenersi da un normale generatore di tensioni a denti di sega (del tipo studiato nel Cap. XI, n. 2-5) modificato con l'aggiunta di una resistenza R_s in serie al condensatore C, secondo lo schema indicato nella figura 15. In tale circuito la tensione di griglia del tubo, v_g, ha l'andamento indicato nel diagramma *a*) ed il tubo si comporta come un interruttore, aperto negli intervalli di tempo in cui v_g è inferiore alla tensione di interdizione e chiuso negli intervalli di tempo in cui è $v_g = 0$. Il condensatore C si carica quando il tubo è interdetto e si scarica quando conduce: le costanti di tempo di carica $C(R+R_s)$ e scarica $C(R_s+r)$ [15] sono assai maggiori delle durate dei rispettivi intervalli di tempo di carica e scarica. In tali condizioni l'andamento della tensione v_s ai capi di R_s (pari al prodotto di R_s per la corrente di carica o scarica di C) e della tensione v_c ai capi di C risulta quello indicato nei diagrammi *b*) e *c*) della figura 15 e, di conseguenza la tensione ai capi del tubo, $v_a = v_s + v_c$, ha l'andamento indicato nel diagramma *d*). Con un opportuno dimensionamento dei valori di R, R_s e C si può fare in modo che tale tensione v_a, applicata tramite un condensatore all'ingresso dell'amplificatore della figura 13, produca la voluta corrente a denti di sega nelle bobine di deflessione.

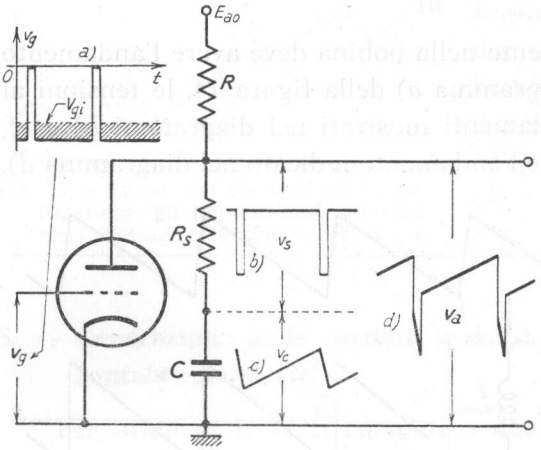


Fig. 15 — Generatore di tensioni a denti di sega modificato con l'aggiunta di R_s in serie a C.

La tensione impulsiva rettangolare che comanda il tubo interruttore del circuito di figura 15 (diagr. *a*) è ottenuta con multivibratori astabili, di tipo Abraham od a trasformatore (*oscillatore bloccato*); più spesso, però, il tubo che nello schema della figura 15 funziona da inter-

---

(15) - r è la resistenza equivalente del tubo durante la scarica del condensatore, da considerarsi nel modo indicato nel Cap. XI, n. 4.

ruttore è eliminato e l'azione di interruttore viene svolta da un tubo del multivibratore astabile stesso. Gli schemi che ne risultano, impiegando il multivibratore di Abraham o l'oscillatore bloccato, sono quelli riportati nella figura 16.

Nel primo caso il condensatore C si carica nell'intervallo di tempo in cui il tubo *2* è interdetto ed il tubo *1* conduce, mentre si scarica attraverso R_s ed il tubo *2* quando questo diviene conduttore: per fare in modo che l'intervallo di tempo in cui avviene la scarica (tubo *2* con-

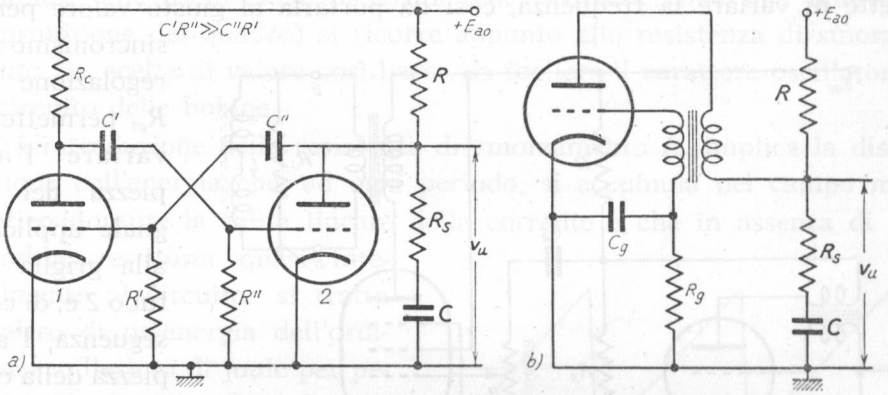


Fig. 16 — Generatori di tensioni a denti di sega modificati.

duttore) sia molto più breve di quello in cui avviene la carica, il multivibratore è reso fortemente dissimmetrico, scegliendo gli elementi del circuito in modo tale che la costante di tempo $C'R''$ sia molto maggiore di $C''R'$.

Nel circuito *b*) della figura 16, basato sull'oscillatore bloccato (Cap. XII, n. 14), il tubo è normalmente interdetto e diviene conduttore solamente durante una breve frazione del periodo (periodo che dipende essenzialmente dalla costante di tempo $C_g R_g$): il condensatore C, che si carica attraverso R ed R_s quando il tubo è interdetto, si scarica attraverso R_s, l'avvolgimento del trasformatore ed il tubo durante la fase di conduzione.

Mediante l'uno o l'altro circuito della figura 16, con un'appropriata progettazione degli elementi circuitali, si può fare in modo che la tensione d'uscita v_u abbia andamento del tutto analogo a quello della figura 15 *d*) con la voluta frequenza. Nella figura 17 è indicato un esempio

semplificato di circuito completo per la generazione e l'applicazione della corrente a denti di sega alle bobine di deflessione verticale: l'oscillatore bloccato produce oscillazioni a *50* Hz ed è sincronizzato a questa frequenza dagli impulsi a *50 Hz* ricavati per mezzo del circuito integratore dal segnale ricevuto, col metodo visto nel paragrafo precedente. La sincronizzazione si ottiene semplicemente applicando gli impulsi alla griglia del tubo *1* (morsetti *AA'*) ed avviene col meccanismo visto nel Cap. XII, n. 5 (fig. 18) in relazione al multivibratore di Abraham.

Nello schema della figura 17 la regolazione della resistenza R_u permette di variare la frequenza, così da portarla al giusto valore per il sincronismo; la regolazione di R_{g2} permette di variare l'ampiezza del segnale applicato alla griglia del tubo *2* e, di conseguenza, l'ampiezza della corrente a denti di sega nelle bobine, da cui deriva l'entità della deflessione verticale (altezza del quadro). La regolazione di R_k, variando la tensione di polarizzazione dell'amplificatore, permette di scegliere le migliori condizioni di funzionamento, al fine di ottenere linearità di salita nella corrente a denti di sega ([16]).

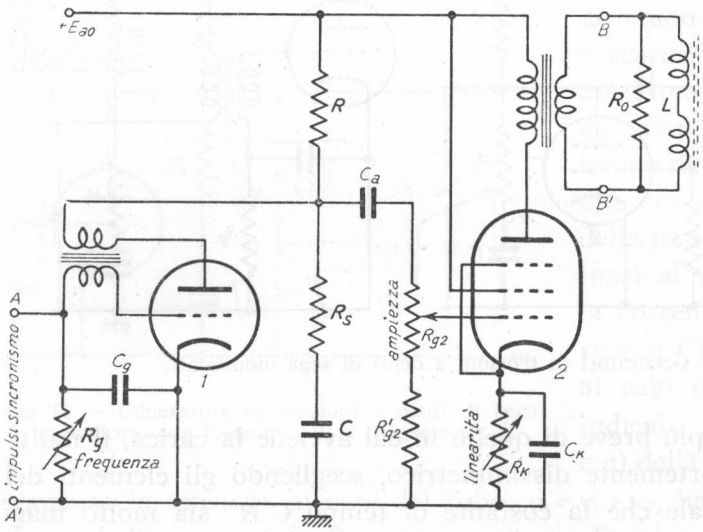


Fig. 17 — Circuito completo semplificato per la generazione e l'applicazione della corrente alle bobine di deviazione verticale.

([16]) - In relazione a quanto si è detto nella nota ([14]), generalmente si opera in modo tale che il tubo introduca una certa distorsione non lineare, che di per sè tenderebbe ad incurvare verso l'alto i tratti in salita della corrente a denti di sega; si tende, con ciò, a correggere la loro naturale inclinazione verso il basso dovuta al fatto che i suddetti tratti hanno andamento non esattamente rettilineo ma esponenziale.

Nel circuito della figura 17, in parallelo alle bobine di deflessione, è posta una resistenza R_0 che nello schema della figura 13 non compariva; la ragione della sua presenza è la seguente. Le bobine di deflessione possiedono, insieme con l'induttanza e la resistenza, una capacità distribuita che conferisce loro la capacità di oscillare su una frequenza ben definita; l'oscillazione sorge spontaneamente in ogni periodo in conseguenza dell'impulso di tensione che si ha durante la rapida discesa della corrente (fig. 14) e si traduce in una deformazione della corrente a denti di sega, del tipo grossolanamente indicato nella figura 18. Per eliminare tale oscillazione parassita (che provocherebbe una notevole deformazione del quadro) si ricorre appunto alla resistenza di smorzamento R_0, scelta di valore così basso da togliere il carattere oscillatorio al circuito delle bobine.

L'introduzione della resistenza di smorzamento R_0 implica la dissipazione dell'energia che, ad ogni periodo, si accumula nel campo magnetico durante la salita lineare della corrente e che in assenza di R_0 verrebbe restituita quasi integralmente al circuito: si tratta peraltro di un'energia dell'ordine del millesimo di joule per periodo ([17]), che si traduce in una dissipazione media dell'ordine di *50* mW nei circuiti per la deviazione verticale, in cui si hanno 50 oscillazioni a dente di sega al secondo. A parità di energia dissipata per ogni periodo, la potenza media diverrebbe invece proibitivamente grande (dell'ordine di *15* W) nei circuiti per la deviazione orizzontale, in cui il numero di oscillazioni a dente di sega al secondo è circa 300 volte maggiore; per questo motivo lo smorzamento delle oscillazioni parassite delle bobine di deflessione orizzontale viene compiuto con un circuito che assorbe potenza molto minore ed inoltre permette il parziale ricupero della potenza assorbita, utilizzandola per l'alimentazione stessa dell'amplificatore.

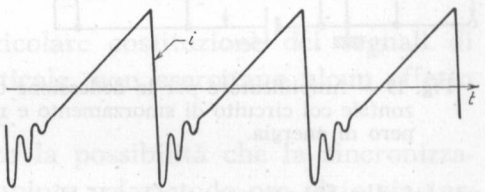


Fig. 18 – Oscillazione parassita dovuta alla capacità distribuita delle bobine.

([17]) - L'energia immagazzinata nell'induttanza L delle bobine è $LI_M^2/2$, dove I_M è il massimo valore raggiunto dalla corrente; coi dati relativi alle bobine della figura 14 essa risulta circa un millesimo di joule.

Lo schema semplificato dell'amplificatore per la deviazione orizzontale, col circuito di smorzamento e ricupero, è indicato nella figura 19: l'oscillazione parassita ha luogo in corrispondenza al rapido tratto discendente della corrente a denti di sega ed ha inizio con una semionda di tensione negativa ([18]) sulla quale il diodo D non ha alcun effetto; nella successiva semionda positiva, invece, il diodo diviene conduttore e sopprime completamente il processo oscillatorio che altrimenti continuerebbe per numerosi cicli. Nel contempo, il diodo insieme col condensatore C_d ed il filtro di livello L_fC_f costituisce un vero e proprio alimentatore che, sotto l'azione delle semionde positive della tensione oscillatoria, fornisce parte della tensione di alimentazione anodica dell'amplificatore ([19]).

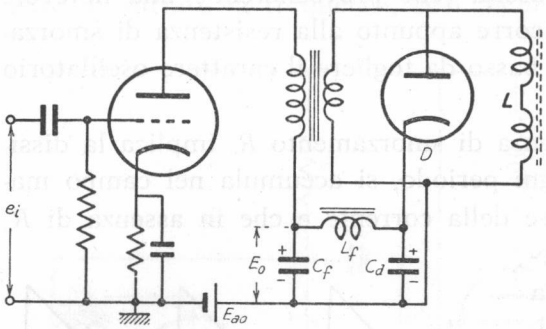


Fig. 19 — Amplificatore per la deflessione orizzontale col circuito di smorzamento e ricupero di energia.

Come per l'amplificatore della deflessione verticale (fig. 17), il segnale di ingresso dell'amplificatore della figura 19 è prodotto da un oscillatore del tipo indicato nella figura 16 operante alla frequenza di *15625* Hz; esso è sincronizzato dagli *impulsi di riga* (fig. 11 *b*) estratti per differenziazione dal segnale ricevuto, col metodo che abbiamo visto nel paragrafo precedente. Nella figura 20 (che ricalca le figg. XII, 18-19) è schematizzato il meccanismo con cui avviene la sincronizzazione, nel caso in cui l'oscillatore sia del tipo *a*) della figura 16. Il diagramma *a*) della figura 20 indica la successione degli

([18]) - Essa corrisponde al rapido impulso negativo che si avrebbe nella tensione ai capi delle bobine in assenza di capacità parassita. Nella costruzione delle bobine e nell'attuazione del circuito si ha cura che il semiperiodo dell'oscillazione parassita abbia durata praticamente uguale al sopradetto impulso; ciò aiuta a far sì che l'andamento della tensione delle bobine approssimi nel modo migliore l'andamento ideale.

([19]) - L'amplificatore per la deflessione orizzontale subisce spesso ulteriori modificazioni intese a sfruttare i rapidi impulsi di tensione per ottenere l'alta tensione di alimentazione del tubo a raggi catodici; altre modifiche riguardano speciali accorgimenti per favorire la linearità dei denti di sega di corrente.

impulsi di riga nell'intorno dell'intervallo di tempo in cui, nel segnale originario (fig. 8), si hanno gli impulsi di sincronismo verticale e gli impulsi di equalizzazione; nel diagramma *b*) è indicato l'andamento della tensione di griglia v_g'' del secondo tubo del multivibratore, a cui si suppongono applicati gli impulsi di sincronizzazione. Dai due diagrammi appare chiaramente che il periodo del multivibratore risulta rigorosamente uguale al periodo $H\,(=64\,\text{m sec})$ degli impulsi di riga e che gli

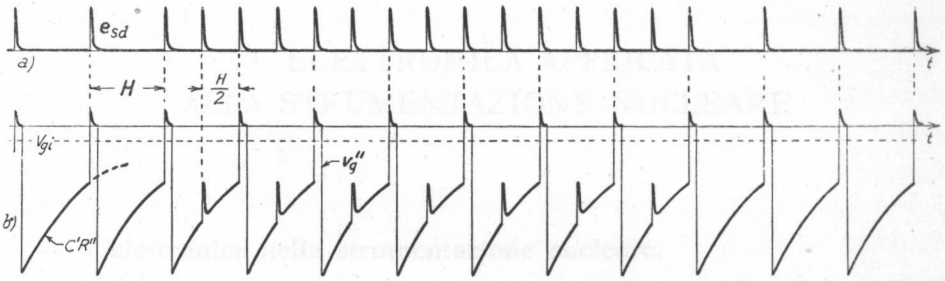
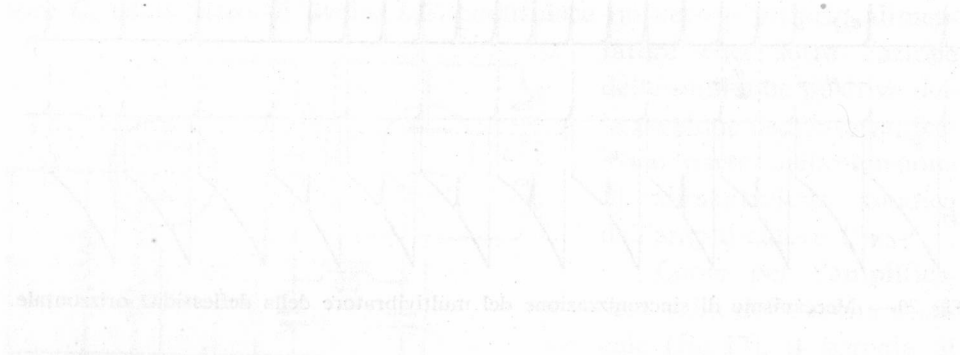


Fig. 20 — Meccanismo di sincronizzazione del multivibratore della deflessione orizzontale.

impulsi intermedi, dovuti alla particolare costituzione dei segnali di equalizzazione e di sincronismo verticale, non esercitano alcun effetto sul funzionamento del multivibratore.

L'esperienza pratica ha mostrato la possibilità che la sincronizzazione dell'*oscillatore orizzontale* compiuta col metodo ora visto sia turbata dalla presenza di disturbi che giungano contemporaneamente al segnale utile; ciò ha fatto sì che nei televisori moderni essa sia quasi generalmente sostituita da un processo di controllo automatico di frequenza, basato sul confronto fra le fasi delle oscillazioni e quella degli impulsi di riga ([20]). Tale necessità non sussiste per l'*oscillatore verticale* che, nella generalità dei casi, è sincronizzato col metodo sopra indicato.

([20]) - Si vedano, in proposito, i testi citati nella nota ([1]).



CAPITOLO XV

L'ELETTRONICA APPLICATA ALLA STRUMENTAZIONE NUCLEARE

1. — L'elettronica nella strumentazione nucleare.

L'elettronica ha vastissimo campo di applicazione nella strumentazione relativa alle ricerche di fisica nucleare ed alla condotta degli impianti nucleari; siccome i principi, i circuiti e gli apparecchi adoperati hanno carattere molto generale e si prestano ad essere sfruttati in altre tecniche, essi saranno qui trattati come notevole esempio dei compiti che l'elettronica può svolgere nel campo della strumentazione ([1]).

In ogni reazione nucleare si ha emanazione di particelle dotate di cospicua energia (raggi α, β; neutroni) e di radiazioni di tipo elettromagnetico (raggi gamma); l'insieme costituisce la cosidetta *radiazione nucleare*. Dalla misura di elementi relativi a tale radiazione (energia dei vari componenti della radiazione, numero delle particelle che attraversano una determinata regione in un dato tempo, ecc.) è possibile dedurre le principali informazioni sulla reazione nucleare; da tali informazioni il ricercatore trae elementi per lo studio del fenomeno in atto, mentre il tecnico ne deduce elementi per seguire l'andamento della reazione ed eventualmente intervenire a regolarla.

([1]) - Una trattazione più esauriente ed approfondita dell'elettronica applicata alla strumentazione nucleare può trovarsi nel testo: W. J. PRICE - *Nuclear Radiation Detection* (Mc. Graw - Hill, New York, 1949). Un notevole testo italiano di elettronica particolarmente indirizzato ai problemi della fisica nucleare è il seguente: A. ALBERIGI QUARANTA e B. RISPOLI - *Elettronica* (N. Zanichelli, Bologna, 1960).

Il processo mediante il quale si rivela la presenza della radiazione e se ne misura la quantità, l'energia ed altre proprietà, si indica col termine di *rivelazione* (sottintendendo *di radiazione nucleare*); si chiamano poi *sistemi di rivelazione* le apparecchiature che compiono la rivelazione. I sistemi di rivelazione più comuni possono considerarsi formati da due parti: il *rivelatore*, nel quale la radiazione genera un particolare segnale elettrico, ed un *apparato di misura* che, valendosi del segnale fornito dal rivelatore compie le funzioni richieste per effettuare la misura. È particolarmente dell'apparato di misura che la tecnica elettronica si interessa e di esso, perciò, ci occuperemo diffusamente: del rivelatore è sufficiente conoscere le caratteristiche generali e sopratutto il tipo di segnale che esso fornisce. Per questo ci limiteremo a prendere in esame, nel prossimo paragrafo, un rivelatore tipico (*camera di ionizzazione*) che è il prototipo di una vasta classe di rivelatori (rivelatori ad ionizzazione), fra i più diffusi nella pratica; da tale esame dedurremo gli elementi utili per lo studio degli apparati elettronici, che svolgeremo nei paragrafi seguenti.

2. — Costituzione e funzionamento di un tipico rivelatore (camera di ionizzazione).

Il tipo più semplice di *rivelatore* di radiazioni nucleari è costituito da due elettrodi piani, fra loro paralleli, posti entro un gas rarefatto (azoto, argon, ecc.); l'insieme costituisce un condensatore di capacità C, che viene caricato da una f.e.m. continua E attraverso ad una resistenza R, secondo la disposizione circuitale indicata nella figura 1 *a*).

Dopo il processo di carica, che non interessa ai fini del funzionamento, il condensatore è carico alla tensione E e nessuna corrente fluisce nel circuito. Se, ora, una particella alfa o beta penetra nello spazio interposto fra gli elettrodi con energia sufficiente, provoca la ionizzazione di un certo numero di atomi del gas, con conseguente formazione di coppie di ioni positivi e negativi (²). Sotto l'azione del campo elettrico

(²) - La ionizzazione è prodotta anche dai raggi gamma; essi liberano nel loro passaggio elettroni per effetto fotoelettrico ed effetto Compton e questi elettroni possono avere energia sufficiente per produrre la ionizzazione del gas. I neutroni non sono, di per sè, atti a produrre ionizzazione, ma possono provocarla indirettamente con l'introduzione di opportune varianti nel gas di riempimento o nella composizione degli elettrodi (camere al trifluoruro di boro, camere a fissione).

esistente fra le piastre del condensatore, gli ioni positivi si avviano verso l'elettrodo negativo, gli ioni negativi (elettroni) verso quello positivo e, giunti sugli elettrodi, si neutralizzano; la neutralizzazione avviene a spese di una scarica parziale del condensatore, il quale, peraltro, sotto l'azione della f. e. m. applicata, si ricarica attraverso R alla tensione primitiva E. L'andamento della tensione v_c del condensatore durante la piccola scarica e la successiva ricarica è indicato schematicamente nella figura 2 *a*): t_1 è sostanzialmente l'istante in cui arrivano i primi elettroni sull'armatura positiva; t_2 rappresenta la fine dell'arrivo degli ioni. L'intervallo di tempo $T = t_2 - t_1$ è detto *tempo di raccolta* (3). La salita esponenziale che segue l'istante t_2 corrisponde alla ricarica del condensatore ed avviene con costante di tempo $T_0 = CR$. Il corrispettivo andamento della corrente i (che fluisce nel circuito nel verso indicato nella fig. 1 *b*) è mostrato nella figura 2 *b*).

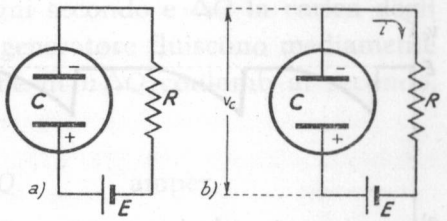


Fig. 1 — Camera di ionizzazione.

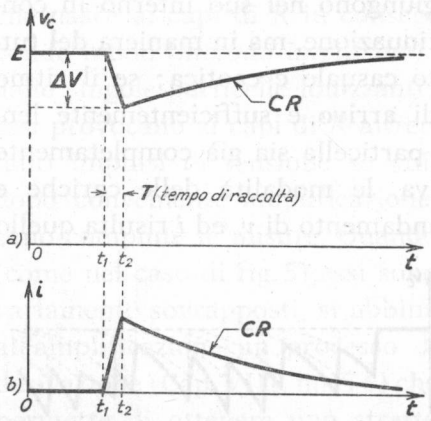


Fig. 2 — Andamento di v_c ed i durante la scarica prodotta dall'arrivo di una particella e la successiva ricarica.

Detta ΔQ la carica degli ioni complessivamente neutralizzatisi sulle armature del condensatore, la diminuzione ΔV della tensione di questo risulta:

$$(1) \qquad \Delta V = \frac{\Delta Q}{C} ;$$

la carica ΔQ dipende dal numero di ioni prodotti dalla particella ioniz-

(3) - L'andamento indicato nell'intervallo di tempo T è naturalmente idealizzato: esso non è lineare come in figura, ma curvilineo. Discende dapprima rapidamente e poi più lentamente in relazione ai diversi istanti di arrivo degli elettroni (veloci) e degli ioni positivi (più lenti).

zante (4) e questo è essenzialmente legato all'energia della particella. Ad esempio, una particella alfa in condizioni tipiche può produrre una scarica dell'ordine di 10^{-14} coulomb; se la capacità C è 50 pF si ha $\Delta V = 10^{-14}/5 \cdot 10^{-11} = 2 \cdot 10^{-4}$ V. Evidentemente un impulso di tale ampiezza deve essere fortemente amplificato per potere essere misurato od utilizzato.

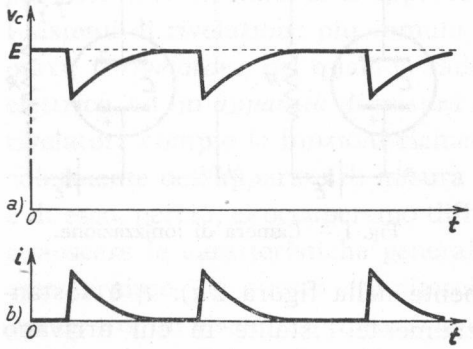


Fig. 3 — Andamento di v_c ed i all'arrivo di particelle che si succedono con ritmo lento.

Se la *camera di ionizzazione* è sottoposta all'influenza della radiazione prodotta in una reazione nucleare, le particelle ionizzanti giungono nel suo interno in continuazione, ma in maniera del tutto casuale e caotica; se il ritmo di arrivo è sufficientemente lento, così che la scarica prodotta da una particella sia già completamente estinta quando arriva quella successiva, le modalità delle cariche e scariche sono le medesime già viste e l'andamento di v_c ed i risulta quello indicato nella figura 3. Se invece il ritmo di arrivo è sufficientemente veloce in relazione al tempo di ricarica del condensatore (determinato dal prodotto RC), si ha la sovrapposizione degli effetti delle successive scariche, come è schematicamente indicato nella figura 4: il condensatore non riesce a ricaricarsi completamente fra una scarica e l'altra e, a regime, viene ad assumere una tensione mediamente inferiore ad E. A ciò corrisponde un continuo fluire di cariche dalla sorgente di f.e.m. E alla capacità, cioè una corrente persistente il cui andamento è schematizzato nella figura 5; la corrente i può pensarsi come una corrente continua I_0 (valor medio) a cui è sovrapposta una fluttuazione caotica, legata alle vicende con cui

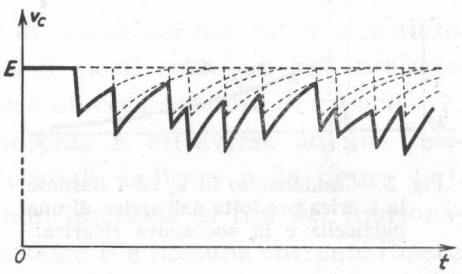


Fig. 4 — Sovrapposizione degli effetti delle scariche successive quando il ritmo di arrivo è veloce.

(4) - Ad ogni coppia di ioni corrisponde una carica di $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ coulomb.

arrivano le particelle. La fluttuazione risulta tanto più piccola, e contemporaneamente il valor medio I_0 risulta tanto più grande, quanto maggiore è il numero medio di arrivi nell'unità di tempo. Detto $\bar{n}$ il numero medio di particelle ionizzanti che giungono ogni secondo e ΔQ la carica degli ioni liberati da ciascuna particella, dal generatore fluiscono mediamente verso il condensatore cariche in ragione di $\bar{n}\Delta Q$ coulomb al secondo, cioè una corrente di valor medio:

$$(2) \qquad I_0 = \bar{n}\Delta Q \qquad \text{ampèr} .$$

Dalle modalità di funzionamento ora viste derivano due diversi modi di impiego della camera di ionizzazione come rivelatore. Un primo modo sfrutta la corrente media I_0 ed è basato sulla misura della tensione media che nasce ai capi di R in conseguenza del passaggio di corrente. Un secondo modo (*metodo impulsivo*) sfrutta gli impulsi di corrente prodotti dalle singole particelle ionizzanti: essi provocano ai capi di R altrettanti impulsi di tensione su cui, dopo conveniente amplificazione, sono compiute le misure. Quando (come nel caso di fig. 5) essi sono variamente sovrapposti, si abbina all'amplificazione un processo di derivazione (Cap. VIII, nn. 5-6) che permette di ottenere uno stretto impulso di tensione in corrispondenza di ciascuno scatto; in tal modo, alla successione delle particelle ionizzanti che entrano nella camera viene a corrispondere una successione di impulsi separati e distinti.

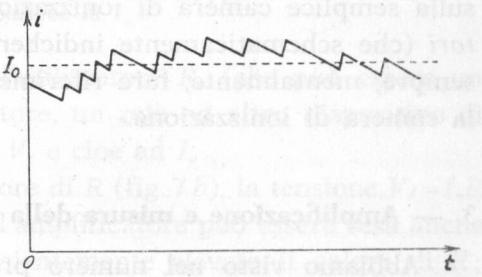


Fig. 5 — Se il ritmo di arrivo delle particelle è veloce, i può pensarsi come una corrente continua I_0 a cui è sovrapposta una fluttuazione.

Il particolare tipo di funzionamento (basato sul valor medio o sugli impulsi), che studieremo nei paragrafi seguenti, non è normalmente ottenuto da una medesima camera di ionizzazione: vi sono camere (che si dicono *camere a corrente*) costituite in modo da favorire l'effetto di accumulazione degli impulsi, così da fornire un rilevante valor medio di corrente; vi sono, invece, camere nelle quali, con accorgimenti particolari, si limita al massimo la sovrapposizione degli impulsi. Queste sono generalmente chiamate *contatori* ed in tale impiego hanno subìto sostanziali modificazioni e perfezionamenti rispetto al modello preso in conside-

razione: nei cosidetti *contatori proporzionali* e nei *contatori di Geiger e Müller* si strutta un processo interno di esaltazione della ionizzazione per aumentare la scarica del condensatore prodotta da ciascuna particella. Nei contatori *proporzionali* il numero di ioni prodotti nel processo di esaltazione risulta *proporzionale* al numero di ioni primari, per cui l'ampiezza dell'impulso ottenuto è rigorosamente dipendente dall'energia della particella ionizzante; nei contatori di Geiger, invece, il processo di esaltazione della ionizzazione è spinto ad un limite tale che l'ampiezza dell'impulso risulta sempre la medesima qualunque sia l'energia della particella, purchè superiore ad un certo valore minimo.

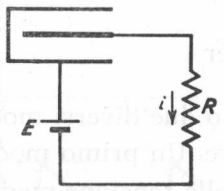


Fig. 6 — Simbolo del rivelatore e suo schema di alimentazione

È fuori dei limiti del testo occuparsi dei vari tipi di rivelatore; agli effetti della strumentazione elettronica è sufficiente l'esame compiuto sulla semplice camera di ionizzazione. Nel seguito, parlando di *rivelatori* (che schematicamente indicheremo col simbolo di fig. 6) potremo sempre, mentalmente, fare riferimento al funzionamento delineato per la camera di ionizzazione.

3. — Amplificazione e misura della corrente I_0.

Abbiamo visto nel numero precedente che se in una camera di ionizzazione, alimentata secondo lo schema della figura 7 *a*), penetra mediamente per ogni secondo un numero sufficiente di particelle ionizzanti, la corrente i (5) ha un valore medio I_o ben definito e misurabile, tanto che essa può essere considerata come una corrente continua di intensità I_o.

Nei riguardi di tale corrente ed agli effetti della sua utilizzazione nella resistenza R ed in eventuali altri organi, la camera di ionizzazione col suo alimentatore può essere pensata come un generatore di corrente continua I_o, la cui impedenza interna è la capacità C che si ha fra gli elettrodi della camera: lo schema equivalente risulta quello indicato nella figura 7 *b*). Il valore di I_o è proporzionale al numero di particelle che entrano mediamente al secondo nella camera di ionizzazione, a sua

(5) - Corrente di ricarica della capacità C costituita dai due elettrodi della camera.

volta proporzionale all'intensità della radiazione; per intensità molto elevate, come per esempio quelle che si possono trovare presso un reattore nucleare, I_o può raggiungere anche valori di qualche microampère. Comunemente, però, I_o ha valori molto più piccoli, dell'ordine di $10^{-8} \div 10^{-12}$ A e meno; la misura e l'utilizzazione (6) di I_o richiedono pertanto una sua preventiva amplificazione. Questa si effettua amplificando la caduta di tensione $V_r = RI_o$ che I_o provoca ai capi di R, secondo quanto è schematicamente indicato nella figura 7 *c*); se l'amplificatore è lineare,

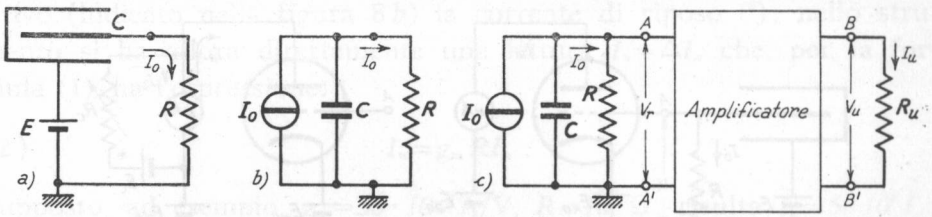


Fig. 7 — Camera di ionizzazione, suo schema equivalente agli effetti della corrente I_o e schema di principio dell'amplificazione di I_o.

la tensione V_u e la corrente I_u nell'utilizzatore R_u (che può essere un misuratore di corrente, un registratore, un relè od altro dispositivo di controllo) risultano proporzionali a V_r e cioè ad I_o.

Essendo I_o indipendente dal valore di R (fig. 7 *b*), la tensione $V_r = I_o R$ che risulta applicata all'ingresso dell'amplificatore può essere resa anche assai grande pur di scegliere sufficientemente elevato il valore di R; così, ad esempio, se la corrente è dell'ordine di 10^{-12} A e si opera con una resistenza di $10^{12}\ \Omega$ (7), la tensione V_r risulta dell'ordine del volt. L'amplificatore non deve quindi tanto fornire in uscita una tensione V_u più elevata di V_r, quanto piuttosto deve essere in grado di conferire all'utilizzatore R_u la corrente I_u che gli è necessaria; è però condizione essenziale, per il corretto funzionamento, che l'amplificatore, visto dai suoi morsetti d'ingresso, presenti una resistenza grandissima, di gran lunga più elevata di R, onde con la sua presenza in parallelo non modifichi il valore di V_r.

---

(6) - Quale segnale d'ingresso dei dispositivi di regolazione, controllo e sicurezza negli impianti nucleari.

(7) - Si trovano in commercio resistori che hanno resistenze così elevate: essi sono ottenuti con depositi carboniosi su cilindretti isolanti, normalmente contenuti in tubetti vuoti d'aria.

Nel caso in cui, nell'intento di determinare il valore di I_o, l'utilizzatore sia semplicemente un misuratore di corrente, lo schema di principio della figura 7 *c*) può concretarsi nel semplice modo indicato nella figura 8. Se, per mezzo della batteria E_{ko}, si fa in modo che la griglia risulti sempre negativa di fronte al catodo, la resistenza fra i morsetti AA' di entrata (*resistenza di entrata*) dipende solamente dalla resistenza di isolamento fra griglia e catodo e dalla presenza di correnti ioniche nell'interno del tubo non perfettamente vuotato d'aria. Nei tubi comuni

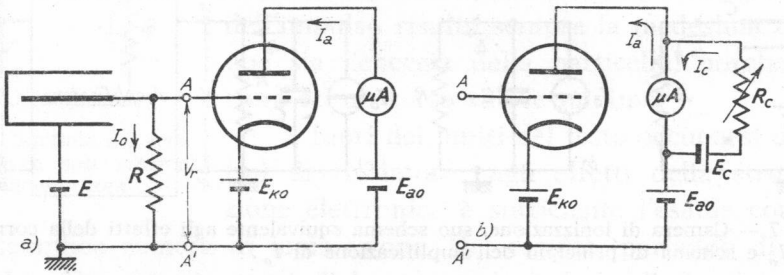


Fig. 8 — Semplice circuito per la misura di I_o.

la resistenza d'entrata è di parecchi megaohm, ma è sempre troppo piccola di fronte alla resistenza R a cui viene a trovarsi in parallelo; si costruiscono però dei tubi, detti *elettrometrici*, nei quali, con l'alto vuoto e con speciali accorgimenti, si raggiungono resistenze d'ingresso superiori a $10^{14}\,\Omega$ (8).

Supponendo che il tubo impiegato nel circuito della figura 8 sia di tale tipo, il funzionamento del circuito è il seguente: in assenza di radiazione (circuito a riposo) la corrente I_o e la tensione V_r sono nulle, per cui fra griglia e catodo vi è la sola tensione di polarizzazione, $-E_{ko}$, scelta in maniera da far funzionare il tubo nella regione lineare delle caratteristiche; la corrente anodica ha il valore di riposo, I_{ao}. In presenza di radiazione, dopo un periodo transitorio di durata dipendente dalla costante di tempo RC (fig. 7 *b*), la tensione V_r assume il valore RI_o; conseguentemente la tensione di griglia (differenza di potenziale fra griglia e catodo) subisce una variazione in aumento $\Delta V_g = RI_o$ a cui corrisponde

(8) - I *tubi elettrometrici* devono operare con tensioni anodiche molto basse (dell'ordine della decina di volt), hanno correnti anodiche dell'ordine di $20 \div 200$ μA e conduttanze mutue g_m dell'ordine di $20 \div 100$ μA/V.

una variazione in aumento della corrente anodica dal valore di riposo, ΔI_a, espressa dalla relazione:

$$(1) \qquad \Delta I_a = g_m \Delta V_g = g_m R I_o \ .$$

Da tale variazione, letta sul microamperometro posto nel circuito anodico, si può risalire al valore di I_o se sono noti i valori della conduttanza mutua g_m e di R. La variazione ΔI_a può essere letta direttamente, e non apprezzata per differenza da I_{ao}, compensando con un opportuno dispositivo (indicato nella figura 8 *b*) la corrente di riposo (9); nello strumento si ha allora direttamente una lettura $I_u = \Delta I_a$ che, per la formula (1), ha l'espressione:

$$(2) \qquad I_u = g_m R I_o \ .$$

Supposto, ad esempio, $g_m = 50 \cdot 10^{-6}$ A/V, $R = 10^{11}\ \Omega$, risulta $I_u = 5 \cdot 10^6 I_o$; se il microamperometro ha una portata di $50\ \mu$A, esso fornisce l'indicazione di fondo scala con $I_o = 10^{-11}$ A (10): il complesso della resistenza R e dell'amplificatore può, dunque, considerarsi un misuratore della corrente I_o che ha la portata di 10^{-11} A; portate diverse potranno ottenersi assegnando (mediante opportuno commutatore) valori diversi ad R.

Esaminando la formula (2) appare che il dispositivo costituito dalla resistenza R e dal tubo elettronico può ritenersi un *amplificatore di corrente* che trasforma la corrente I_o della camera di ionizzazione in una corrente I_u che fluisce nello strumento con valore $g_m R$ volte più grande; l'amplificazione di corrente, $g_m R$, nell'esempio considerato ha il valore di ben 5 milioni.

Strumenti del tipo considerato (con perfezionamenti miranti a migliorare la compensazione di I_{ao} e la stabilità dell'insieme) possono effettivamente essere usati per la misura di I_o; la linearità di funzionamento è, peraltro, assai scarsa, perchè la proporzionalità fra ΔI_a e ΔV_g, espressa dalla (1), sussiste soltanto per variazioni ΔV_g dal valore di riposo molto piccole. Miglioramenti notevoli si ottengono con l'uso della *reazione negativa*, sia sostituendo lo schema della figura 8 con altri basati

---

(9) - La compensazione della corrente di riposo si effettua, con la camera di ionizzazione staccata, regolando R_c fino a che la corrente I_c prodotta da E_c sia uguale ad I_{ao}, così che lo strumento segni zero.

(10) - $I_u = 5 \cdot 10^6 I_o = 5 \cdot 10^6 \cdot 10^{-11} = 5 \cdot 10^{-5}$, pari a $50\ \mu$A.

sul trasferitore catodico, sia, sopratutto, impiegando nello schema di principio della figura 7 *c*) dei veri e propri amplificatori per tensioni continue ([11]) con notevole amplificazione di tensione, ma così fortemente controreazionati da ridurre l'amplificazione stessa praticamente all'unità; se, ad esempio, si opera con un'amplificazione di *1000* e la si porta ad *1* usando un fattore di reazione *1000*, tutti gli errori dell'amplificatore — ed in particolare quelli di non linearità — sono ridotti ad un millesimo. In tali condizioni l'amplificatore, visto dai suoi morsetti di uscita, si comporta come un generatore di f. e. m. uguale alla tensione d'ingresso, $E_u = V_r$, e con resistenza interna molto piccola ([12]); la corrente I_u nella resistenza di utilizzazione R_u (fig. 7 *c*) risulta perciò uguale ad $E_u/R_u = V_r/R_u$ ([13]) ed essendo $V_r = RI_o$ ha l'espressione definitiva:

$$(3) \qquad I_u = \frac{R}{R_u} I_o \ .$$

Si ottiene in tal modo un'amplificazione di corrente, pari ad R/R_u, che può essere resa assai rilevante con una conveniente scelta delle due resistenze; se, ad esempio, la resistenza di utilizzazione è $R_u = 10^4\ \Omega$ e si opera con $R = 10^{13}\ \Omega$, la corrente in R_u è cento milioni di volte più grande di I_o.

La controreazione può essere applicata usando la tecnica degli *amplificatori operazionali* (Cap. VIII, n. 8); è allora possibile modificare lo schema di principio della figura 7 *c*) in un modo particolarmente interessante che conduce ad un *amplificatore di corrente* molto usato, che esamineremo nel paragrafo seguente.

4. — **Amplificazione della corrente I_0 con la tecnica degli amplificatori operazionali.**

Consideriamo il particolare amplificatore operazionale (Cap. VIII, nn. 8, 12) indicato nella figura 9 *a*), in cui l'impedenza Z_l e l'impedenza di

---

([11]) - Il loro primo stadio deve naturalmente essere attuato con un *tubo elettrometrico*, per le ragioni già indicate in relazione allo schema di figura 8.

([12]) - Cap. VIII, n. 7; Vol. I, Cap. XIII, n. 7. Se, ad esempio, l'ultimo stadio dell'amplificatore è, come di solito, un trasferitore catodico ed ha una resistenza interna dell'ordine di $500 \div 1000\ \Omega$, la resistenza del generatore equivalente dell'amplificatore controreazionato è mille volte minore, risultando così dell'ordine di $0{,}5 \div 1\ \Omega$.

([13]) - Trascurando la caduta di potenziale nella piccola resistenza interna.

reazione Z_2 sono due resistenze, R_1, R_2. Se l'amplificazione intrinseca A dell'amplificatore ed i valori di R_1 ed R_2 soddisfano la relazione:

$$(1) \qquad \frac{R_2}{R_1} \ll A \ ,$$

la tensione d'uscita e_u dell'amplificatore operazionale è espressa dalla formula approssimata:

$$(2) \qquad e_u = - e_i \frac{R_2}{R_1} \ ,$$

mentre il fattore di reazione ha il valore (Cap. VIII, nn. 9, 12):

$$(3) \qquad n = \frac{A}{1 + R_2/R_1} \ .$$

Grazie al *principio del cortocircuito virtuale* (Cap. VIII, n. 11), il rapporto e_i/R_1, che compare nella formula (2), può considerarsi l'espressione della corrente i_i che circola in R_1 sotto l'azione del segnale e_i (fig. 9 *b*); la formula (2) può pertanto scriversi:

$$(4) \qquad e_u = - i_i R_2 \ ,$$

ed esprime la proporzionalità fra la tensione d'uscita e_u e la *corrente d'ingresso* i_i dell'amplificatore. È interessante determinare il valore della corrente nella resistenza R_u; esso è manifestamente $i_u = e_u / R_u$ e perciò, per la (4), può scriversi:

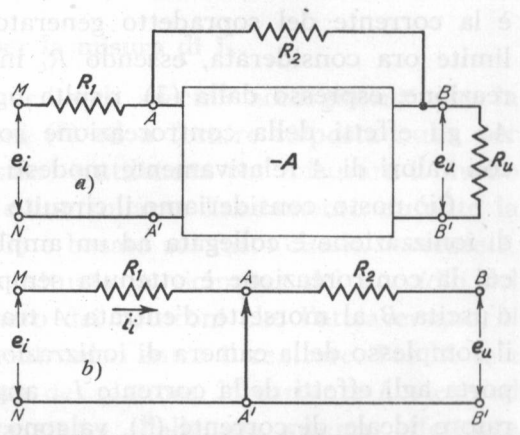


Fig. 9 — Amplificatore operazionale; applicazione al medesimo del principio del cortocircuito virtuale.

$$(5) \qquad i_u = \frac{e_u}{R_u} = - i_i \frac{R_2}{R_u} \ .$$

Questa formula, che esprime la proporzionalità fra le correnti di uscita e di entrata dell'amplificatore, mostra che, pur di scegliere $R_2 > R_u$, la corrente di uscita è maggiore di quella di ingresso e perciò il circuito

considerato è un *amplificatore di corrente* con rapporto di amplificazione R_2/R_u. Questa proprietà vale indipendentemente dal valore di R_1, purchè sia sodisfatta la condizione (1); essa vale perciò a maggior ragione nel caso ideale in cui R_1 è infinitamente grande. Ciò avviene in particolare se fra i morsetti AA' è applicato un generatore ideale di corrente, come è indicato nella figura 10 *a*); nella formula (5), allora, i_i

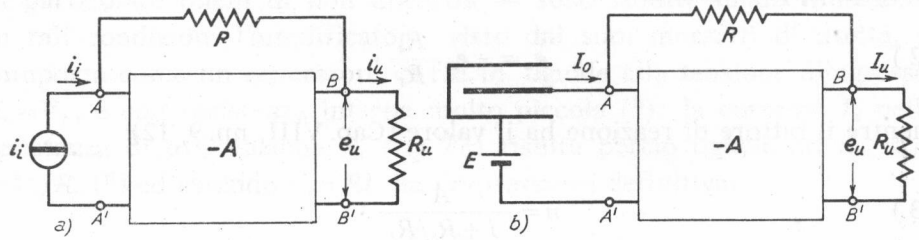


Fig. 10 — Amplificatore di corrente in controreazione.

è la corrente del sopradetto generatore. Si noti che nella condizione limite ora considerata, essendo R_1 infinitamente grande, il fattore di reazione, espresso dalla (3), risulta uguale all'amplificazione intrinseca A; gli effetti della controreazione sono perciò molto rilevanti anche con valori di A relativamente modesti ($A = 100 \div 1000$).

Ciò posto, consideriamo il circuito della figura 10 *b*), in cui la camera di ionizzazione è collegata ad un amplificatore per tensioni continue in cui la controreazione è ottenuta semplicemente collegando il morsetto d'uscita B al morsetto d'entrata A tramite la resistenza R ([14]). Siccome il complesso della camera di ionizzazione e del suo alimentatore, si comporta agli effetti della corrente I_o, approssimativamente come un generatore ideale di corrente ([15]), valgono per il circuito della figura 10 *b*) le conclusioni raggiunte per lo schema *a*); varranno in particolare per il circuito *b*) le formule (4) e (5), che qui si scriveranno:

$$(6) \qquad E_u = RI_o \quad ,$$

$$(7) \qquad I_u = I_o R/R_u \quad .$$

([14]) - Il circuito di alimentazione della camera di ionizzazione risulta chiuso tramite R ed i circuiti interni dell'amplificatore.

([15]) - N. 3, fig. 7 *b*): la capacità C delle armature, che nello schema equivalente della fig. 7 *b*) compare in parallelo al generatore ideale di corrente, interviene soltanto nei transitori che seguono ogni variazione di I_o.

Una conveniente scelta di R consentirà di ottenere, per ogni valore di I_o, la tensione e la corrente necessaria per il funzionamento dell'utilizzatore (strumento di misura, registratore od altro dispositivo) simboleggiato dalla resistenza R_u; così se R_u è $1000\,\Omega$ e la corrente della camera ha il valore $I_o = 10^{-12}$, la tensione e la corrente d'uscita risultano $E_u = 1$ V, $I_u = 10^{-3}$ A se la resistenza di reazione ha il valore $R = 10^{12}\,\Omega$.

L'amplificatore per tensioni continue che viene usato nei dispositivi basati sullo schema di principio della figura 10 *b*) è di tipo convenzionale (Cap. VII, n. 6) con amplificazioni A dell'ordine di $100 \div 1000$; con un'attuazione accurata gli errori di deriva possono essere contenuti in limiti molto modesti anche senza ricorrere alla conversione delle tensioni continue in alternate (Cap. VII, n. 8) od alla *stabilizzazione a chopper* (Cap. VII, n. 9). Come negli amplificatori considerati nel paragrafo precedente, il primo stadio dell'amplificatore deve essere attuato con un tubo elettrometrico.

5. — Amplificatore logaritmico per la misura di I_0.

La camera di ionizzazione, mediante speciali accorgimenti che la rendono atta a rivelare i neutroni ([16]) ed a fornire risposta nulla per altre radiazioni (*camera compensata*) è utilizzata per misurare il livello di potenza dei reattori nucleari e controllarne l'andamento durante la messa in funzione ed a regime: ciò è basato sul fatto che la corrente I_o che si ha in una camera siffatta, situata in vicinanza del *nocciolo* del reattore, è proporzionale al numero dei neutroni che l'attraversano, il quale è proporzionale al flusso neutronico entro il reattore. Poichè tale flusso è proporzionale alla potenza del reattore, la corrente I_o viene ad essere proporzionale alla potenza stessa; dalla sua misura, effettuata coi metodi di amplificazione accennati nei paragrafi precedenti, è perciò possibile risalire al valore della potenza e controllarne le variazioni.

Occorre però notare che la potenza di un reattore (come quella di una enorme fornace) subisce una variazione molto rilevante dal momento in cui il reattore viene messo in funzione al suo stato di regime: pur usandosi strumenti diversi per compiere le misure a livelli bassi ([17]),

([16]) - Ved. nota ([2]).

([17]) - A livelli molto bassi il numero delle particelle che penetrano nella camera di ionizzazione è piccolo e si sfrutta il funzionamento ad impulsi, su cui ci diffonderemo nei paragrafi 7 e successivi.

a livelli intermedi e nelle condizioni di esercizio, è molto importante per la condotta del reattore disporre di uno strumento (a lettura diretta od a registratore) il quale consenta di seguire su un'unica scala, e con la medesima precisione relativa, l'evolversi della potenza entro una gamma di valori che stanno nel rapporto di 1 ad un milione. Ciò si ottiene ricorrendo all'artifizio (molto comune nella tecnica delle misure) di determinare, non direttamente la potenza, ma il suo logaritmo, il quale varia in un intervallo estremamente più piccolo. Lo scopo si raggiunge amplificando la corrente I_0 della camera con un *amplificatore logaritmico*, cioè con un amplificatore nel quale la tensione e la corrente di uscita sono proporzionali al logaritmo di I_0: un metodo comune per ottenere la voluta caratteristica logaritmica è quello di sostituire nello schema della figura 7 *c*) alla resistenza R un organo non lineare, in cui la legge di dipendenza fra tensione e corrente sia approssimativamente logaritmica. Tale organo è spesso un diodo a vuoto, operante in condizioni particolari che ci proponiamo di chiarire.

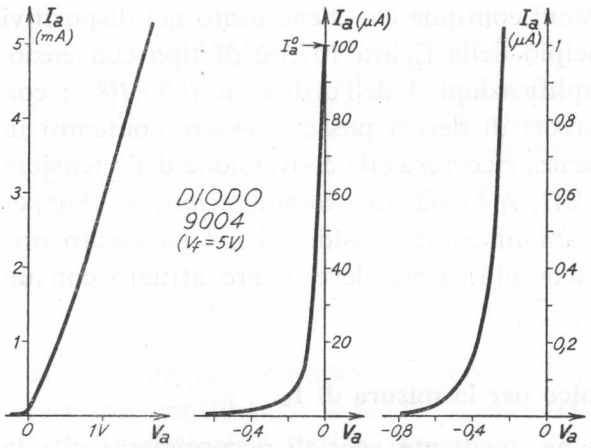


Fig. 11 — Caratteristica del diodo *9004* disegnata con scala delle ordinate via via più grande.

In un comune diodo, contrariamente a quanto appare dalle normali caratteristiche — disegnate in scala troppo piccola per poterne desumere l'andamento vicino allo zero (fig. 11) — si ha corrente anodica non solo quando la tensione anodica è uguale a zero, ma anche con tensioni anodiche leggermente negative; ciò è indicato nella figura 11 in cui, con scala delle ordinate via via più grande, è mostrato l'andamento della corrente anodica in un diodo usuale (diodo *a ghianda 9004*). La ragione per la quale si ha corrente anodica anche quando la tensione anodica è debolmente negativa è stata accennata nel Cap. VII, n. 6 (fig. 18): fra placca e catodo vi è una spontanea differenza di potenziale — dovuta

alla diversità delle sostanze con cui i due elettrodi sono costituiti — che ha senso tale da favorire il passaggio degli elettroni; oltre a ciò, gli elettroni escono dal catodo con velocità non nulla e riescono a raggiungere la placca anche quando essa crea un campo debolmente contrastante.

Si trova che, per valori negativi della tensione anodica V_a, la corrente anodica scende esponenzialmente a zero partendo dal valore I_a^0 che essa ha per $V_a = 0$. La riprova di ciò si ha ridisegnando la caratteristica del diodo, per $V_a < 0$, in un diagramma con scala logaritmica delle ordinate; come appare dalla figura 12 essa è sensibilmente rettilinea in un intervallo abbastanza esteso di V_a e ciò testimonia l'andamento esponenziale di I_a. La espressione teorica di I_a in funzione di V_a è stata determinata per varie vie e risulta la medesima per ogni tubo; essa è:

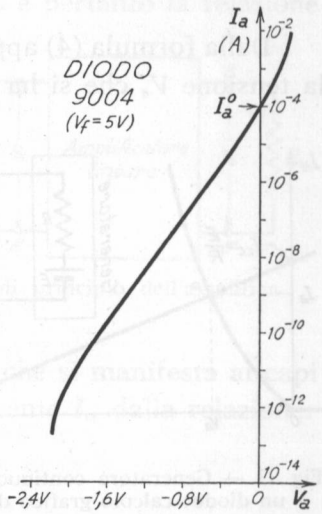


Fig. 12 — Caratteristica del diodo *9004* disegnata con scala delle ordinate logaritmica.

$$(1) \qquad I_c = I_a^0 \, e^{\frac{\varepsilon}{kT} V_a},$$

dove $\varepsilon = 1{,}56 \cdot 10^{-19}$ coulomb è la carica dell'elettrone, $k = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ è la costante di Boltzmann, T è la temperatura assoluta del catodo, valutabile in $1000 \div 1100°$ K. Sostituendo ad ε, k e T i loro valori numerici, la formula (1) diviene:

$$(2) \qquad I_a = I_a^0 \, e^{11 V_a};$$

il valore di I_a^0 varia da tubo a tubo e dipende dalla temperatura del catodo; anche il campo di validità delle formule (1) e (2) dipende dal tipo di tubo e deve essere ricavato sperimentalmente.

Dalla formula (2), eseguendo il logaritmo in base *10* di entrambi i membri, si ottiene:

$$(3) \qquad Log\, I_a = Log\, I_a^0 + 11\, V_a\, Log\, e = Log\, I_a^0 + 4{,}7\, V_a \,.$$

Se ne deduce immediatamente per V_a l'espressione:

$$(4) \qquad V_a = \frac{1}{4{,}7} Log\, I_a - \frac{1}{4{,}7} Log\, I_a^0 \cong 0{,}2\, Log\, I_a - 0{,}2\, Log\, I_a^0;$$

ad esempio nel diodo *9004*, a cui si riferiscono le curve delle figure 11 e 12, I_a^0 ha il valore di 10^{-4} A, per cui risulta $Log\, I_a^0 = -4$ e la (4) diviene:

$$V_a = 0{,}2\, Log\, I_a + 0{,}8 \quad . \tag{5}$$

Dalla formula (4) appare che, a parte la costante addittiva, $0{,}2\, Log\, I_a^0$, la tensione V_a che si ha ai capi del diodo risulta proporzionale al logaritmo di I_a ed è su questa proprietà che è basata l'attuazione dell'amplificatore logaritmico. Per comprendere come ciò avvenga, consideriamo il semplice schema della figura 13 in cui un generatore continuo, di f.e.m. E e resistenza interna R, è collegato ad un diodo; manifestamente la corrente nel tubo, I_a, e la tensione ai suoi capi, V_a, possono calcolarsi per via grafica col metodo della retta di carico, indicato nella figura 13 stessa. È utile osservare che la retta di carico incontra l'asse delle ordinate nel punto di ordinata E/R, pari alla corrente di cortocircuito I_{cc} del generatore stesso.

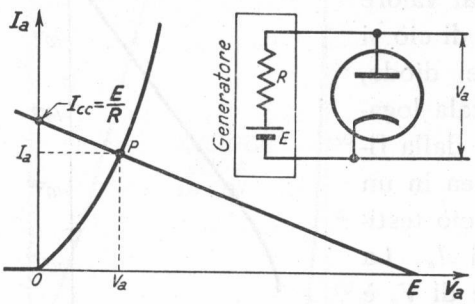


Fig. 13 — Generatore continuo collegato ad un diodo: calcolo grafico del circuito.

Se la corrente di cortocircuito del generatore, $I_{cc} = E/R$, è sufficientemente piccola, la retta incontra la caratteristica nel suo tratto esponenziale, così che fra I_a e V_a sussistono le formule (1) e (4): si è in queste condizioni nella figura 14, in cui al diodo *9004* è applicato un generatore avente una corrente di cortocircuito $I_{cc} = 0{,}4$ μA (essendo $E = 4$ V, $R = 10^7$ Ω). Osserviamo (fig. 14) che se la resistenza del generatore,

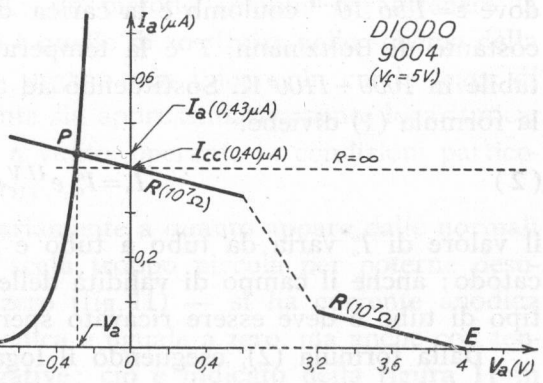


Fig. 14 — Se la corrente di cortocircuito del generatore è sufficientemente piccola, il diodo viene portato ad operare nel tratto esponenziale della caratteristica.

a parità di I_{cc}, diviene via via più grande tendendo all'infinito, la retta rappresentativa tende a divenire parallela all'asse delle ascisse e la corrente anodica del diodo, I_a, tende a coincidere con $I_{cc}=E/R$. Al limite, per un generatore ideale di corrente si ha $I_a=I_{cc}$ e pertanto la relazione esistente fra la tensione e la corrente anodica sussiste fra la tensione anodica V_a e la corrente del generatore. Ne deduciamo la seguente, importante, proprietà: se ad un diodo si applica un generatore ideale di corrente la cui corrente I_{cc} sia sufficientemente piccola (minore di I_a^0), la tensione che si manifesta ai capi del tubo è negativa ($V_a<0$) ed è legata alla corrente I_{cc} dalla relazione:

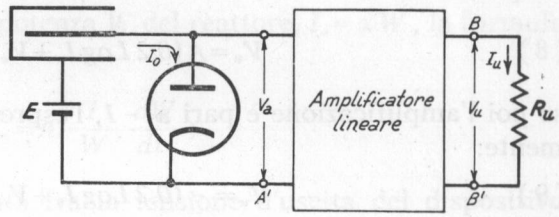


Fig. 15 — Schema di principio dell'amplificatore logaritmico.

$$(6) \qquad V_a=0{,}2\,Log\,I_{cc}-0{,}2\,Log\,I_a^0 \ .$$

Dopo queste premesse e ricordando che, agli effetti della corrente I_0, la camera di ionizzazione si comporta come un generatore ideale di corrente, consideriamo il circuito della figura 15: se il diodo è scelto convenientemente in relazione ai valori di I_0 ([18]), la tensione V_a che si manifesta ai suoi capi in conseguenza del passaggio di I_0 risulta espressa dalla formula:

$$(7) \qquad V_a=0{,}2\,Log\,I_0-0{,}2\,Log\,I_a^0=0{,}2\,Log\,I_0+V_0 \ ,$$

ed è quindi proporzionale al voluto logaritmo di I_0, a meno di una costante $V_0=-0{,}2\,Log\,I_a^0$. Per attuare l'amplificatore logaritmico non si ha, ora, che applicare la tensione V_a ad un amplificatore lineare per tensioni continue (fig. 15) insieme con una tensione di polarizzazione V'_0 che compensi V_0 ([19]): la tensione e la corrente di uscita dell'amplificatore risul-

([18]) - Appare dalla figura 12 che il diodo *9004* è ben adatto per valori di I_0 compresi fra 10^{-4} e 10^{-11} ed è pertanto molto usato per attuare amplificatori logaritmici destinati alle camere di ionizzazione. Con diversi valori di tensione di accensione l'intervallo utile può essere spostato a valori più piccoli ed anche più grandi della corrente.

([19]) - La compensazione, in realtà, si ottiene dando una conveniente tensione di polarizzazione positiva al catodo del primo tubo dell'amplificatore.

teranno, allora, proporzionali al voluto logaritmo di I_o. L'amplificatore sarà, come di solito, fortemente controreazionato ed il suo primo tubo dovrà essere del tipo elettrometrico, affinchè solo una frazione inapprezzabile di I_o penetri in esso. Detta A l'amplificazione dell'amplificatore, l'espressione della tensione d'uscita risulta:

$$(8) \qquad V_u = A\,(0{,}2\,\mathrm{Log}\,I_o + V_o + V'_o) \;;$$

se poi l'amplificazione è pari a -1, l'espressione di V_u diviene semplicemente:

$$(9) \qquad V_u = -\,(0{,}2\,\mathrm{Log}\,I_o + V_o + V'_o) \;.$$

Supponendo $I_o = 10^{-11}$ A, la formula precedente diviene:

$$(10) \qquad V_u = 0{,}2\,.\,11 - (V_o + V'_o) = 2{,}2 - (V_o + V'_o) \;;$$

è sempre possibile scegliere V'_o in maniera che $V_o + V'_o$ sia uguale a $2{,}2$ V e la tensione d'uscita risulti nulla. In tali condizioni, se la corrente diviene $I_o = 10^{-10}$ A, la tensione d'uscita risulta:

$$(11) \qquad V_u = 0{,}2\,.\,10 - 2{,}2 = -\,0{,}2\ \mathrm{V} \;;$$

se poi è $I_o = 10^{-4}$ A, si ottiene in uscita:

$$(12) \qquad V_u = 0{,}2\,.\,4 - 2{,}2 = -\,1{,}4\ \mathrm{V} \;.$$

In definitiva, al variare della corrente I_o da 10^{-11} A a 10^{-4} A, la tensione d'uscita varia da 0 a $-1{,}4$ V subendo una variazione di $0{,}2$ V ogni volta che I_o risulta moltiplicato per 10 ($0{,}2$ V per decade).

6. — Misura del periodo di un reattore nucleare.

La tensione d'uscita V_u dell'amplificatore logaritmico studiato nel paragrafo precedente è spesso applicata ad un *circuito derivatore* (fig. 15) attuato, ad esempio, con un *amplificatore operazionale* (Cap. VIII, n. 9). La tensione d'uscita V'_u del derivatore è allora proporzionale alla derivata di V_u e quindi, tenendo conto della formula (8) del numero precedente, risulta espressa dalla formula:

$$(1) \qquad V'_u = k\,\frac{dV_u}{dt} = kA\,\frac{d}{dt}\,(0{,}2\,\mathrm{Log}\,I_o) \;;$$

eseguendo la derivazione ([20]) e riunendo in un unico coefficiente h i vari coefficienti numerici, si ottiene:

$$(2) \qquad V' = h \frac{1}{I_o} \frac{dI_o}{dt} .$$

Poichè I_o è proporzionale alla potenza W del reattore, $I_o = \alpha W$, la formula precedente può scriversi:

$$(3) \qquad V'_u = h \frac{1}{W} \frac{dW}{dt} ;$$

essa esprime la proporzionalità fra la tensione d'uscita del dispositivo della figura 16 e la grandezza:

$$(4) \qquad v_r = \frac{1}{W} \frac{dW}{dt} \qquad (\text{sec}^{-1}) ,$$

che ha notevole interesse pratico per i reattori nucleari. Tale grandezza, che può chiamarsi *velocità di variazione relativa della potenza del reattore* esprime la rapidità con cui avvengono le variazioni della potenza rapportate alla potenza stessa ([21]); la sua misura è estremamente utile per la condotta di un reattore e ad essa sono spesso condizionati i sistemi di controllo automatico e di sicurezza ([22]).

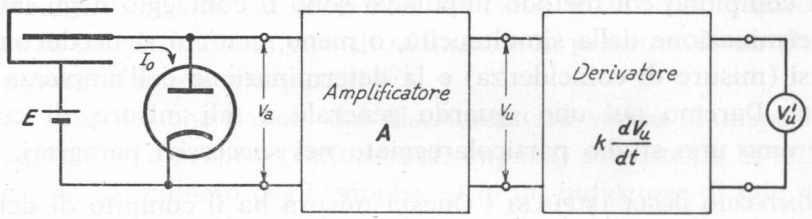


Fig. 16 — Schema di principio di un *periodometro*.

([20]) - $\frac{d}{dt} Log\, I_o = Log\, e \frac{d}{dt} log\, I_o = 0{,}43 \frac{1}{I_o} \frac{dI_o}{dt}$.

([21]) - Nella pratica la velocità di variazione della potenza è spesso espressa *in percento* moltiplicando v_r per cento. Così se, ad un certo momento, la potenza cresce con una velocità di variazione relativa $v_r = 10^{-3}$ sec^{-1}, si dice che la potenza cresce nella misura del *0,1%* al secondo.

([22]) - Così, ad esempio, se la velocità relativa di accrescimento supera certi valori prefissati, intervengono appositi dispositivi di sicurezza i quali impediscono che il processo acquisti un andamento rovinoso.

La misura di v_r risulta immediata colla disposizione circuitale della figura 16, richiedendo unicamente un'opportuna taratura dello strumento collegato all'uscita del derivatore. Normalmente la taratura avviene indicando sulla scala non i valori di v_r (sec^{-1}) ma del suo inverso $T = 1/v_r$ (sec) che è un'altra grandezza caratteristica della dinamica del reattore detta *periodo* ([23]). Il complesso della figura 16 in queste condizioni è detto *periodometro* ed ha importanza assai grande per la condotta del reattore nucleare, tanto da potersi considerare uno dei costituenti fondamentali della strumentazione di una centrale nucleare.

7. — Generalità sulle misure compiute col metodo impulsivo.

Si è detto nel n. 2 che il prelievo di informazioni sulle radiazioni mediante i rivelatori può compiersi mediante due metodi: il *metodo integrale* (di cui ci siamo occupati fino ad ora) basato sullo sfruttamento della corrente media I_o, ed il metodo impulsivo che sfrutta, invece, gli impulsi prodotti dalle singole particelle ionizzanti. Le misure più comuni che si compiono col metodo impulsivo sono il conteggio degli impulsi, la determinazione della simultaneità, o meno, con cui si producono più impulsi (misure di coincidenza) e la determinazione dell'ampiezza degli impulsi. Daremo qui uno sguardo generale a tali misure, di cui poi svolgeremo uno studio particolareggiato nei successivi paragrafi.

CONTEGGIO DEGLI IMPULSI - Questa misura ha il compito di determinare il numero di impulsi prodotti dalla radiazione in un determinato tempo e si svolge secondo lo schema di principio indicato nella figura 17. Gli impulsi di corrente, prodotti nel rivelatore dalle singole particelle ionizzanti, provocano, ai capi di R, altrettanti impulsi di tensione che risultano applicati all'amplificatore; siccome gli impulsi possono risultare variamente sovrapposti fra loro (n. 2, figg. 4, 5) all'amplificatore è abbinato un circuito differenziatore che permette di ottenere in corrispondenza ai successivi scatti altrettanti stretti impulsi di tensione. Tali

---

([23]) - Il *periodo* di un reattore, come può dimostrarsi matematicamente, è il tempo che il reattore impiegherebbe perchè la sua potenza subisse una variazione relativa pari ad $e = 2{,}712$ se la velocità di variazione relativa v_r rimanesse costante. A regime, se il reattore lavora a livello di potenza fisso, il periodo è infinito; solo quando il livello della potenza cambia il periodo è una quantità misurabile e, precisamente, se esso è lungo, le variazioni sono lente, se esso è breve sono rapide. Periodi di appena qualche secondo devono considerarsi molto piccoli ed in genere corrispondono a condizioni di lavoro pericolose.

impulsi, corrispondenti alle singole particelle ionizzanti, sono amplificati ed applicati al *discriminatore d'ampiezza*: il discriminatore è un particolare circuito che produce un impulso di ampiezza e forma prefissata quando al suo ingresso giunge un impulso di tensione la cui ampiezza supera un determinato valore di soglia V_d (*livello di discriminazione*). Esso svolge nella *catena di conteggio* della figura 17 l'importante

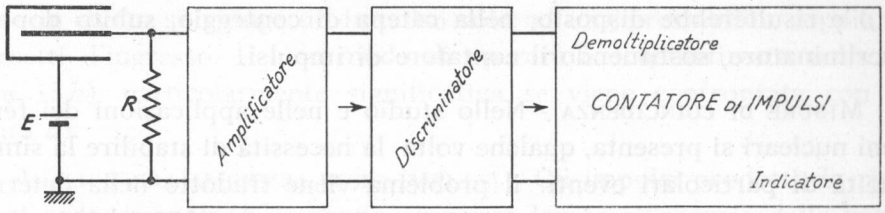


Fig. 17 — Schema di principio di una *catena di conteggio*.

compito di eliminare tutti gli impulsi che hanno ampiezza più piccola di un livello prefissato V_d, permettendo così di scartare tutti gli impulsi disturbanti di piccola ampiezza nati per cause varie ed effettuare il conteggio su un determinato tipo di radiazione in presenza di un altro tipo che produce impulsi più piccoli ([24]).

Gli impulsi che escono dal discriminatore vanno al dispositivo di conteggio vero e proprio (*contatore di impulsi*) consistente in un *demoltiplicatore* del numero degli impulsi ed in un *indicatore* di tale numero. Originariamente il demoltiplicatore aveva la funzione di ridurre in un rapporto $1/m$ noto, il ritmo degli impulsi, portandolo ad una misura tale da potere essere seguita da un *numeratore elettromeccanico*, sul tipo di quelli usati nei contatori dell'energia elettrica: con tale sistema, detto n il numero di impulsi totalizzato dal numeratore in un tempo Δt, il numero effettivo degli impulsi prodotto dal rivelatore nel medesimo tempo è manifestamente $N = mn$. Attualmente il numeratore è di tipo elettronico ed è associato al demoltiplicatore stesso costituendo, come vedremo, un tutto unico con indicazione visiva diretta del numero N.

Interessa spesso conoscere il numero medio di impulsi prodotti nell'unità di tempo (*ritmo medio* degli impulsi): esso può dedursi dal

([24]) - Nel conteggio degli impulsi prodotti dai contatori di Geiger il discriminatore non è necessario perchè l'ampiezza degli impulsi è sempre la medesima qualunque sia l'energia della particella ionizzante, purchè superiore ad un certo valore minimo (n. 2).

rapporto $N/\Delta t$ se l'intervallo di tempo Δt in cui si compie la misura è abbastanza lungo onde le fluttuazioni statistiche del numero di impulsi risultino trascurabili. In maniera meno accurata, ma più rapida e pratica, il ritmo medio degli impulsi può essere determinato direttamente mediante un dispositivo basato sulla carica di un condensatore prodotta dagli impulsi successivi e sulla sua contemporanea scarica su una resistenza; esso è chiamato *misuratore di ritmo medio* ("counting rate meter,,) e risulterebbe disposto, nella catena di conteggio, subito dopo il discriminatore, sostituendo il contatore di impulsi.

MISURE DI COINCIDENZA - Nello studio e nelle applicazioni dei fenomeni nucleari si presenta, qualche volta, la necessità di stabilire la simultaneità di particolari eventi: il problema viene tradotto nella determinazione della coincidenza di due o più impulsi, che si effettua con particolari dispositivi detti *circuiti di coincidenza* e *circuiti di anticoincidenza* ([25]).

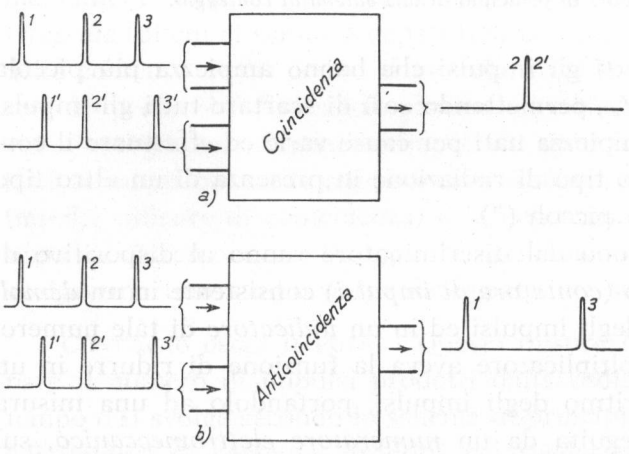


Fig. 18 — Operazione dei circuiti di coincidenza ed anticoincidenza.

Il circuito di coincidenza è un dispositivo (con una sola coppia di morsetti d'uscita ma con due o più coppie di morsetti d'ingresso) il quale produce in uscita un impulso quando, e solo quando, giungono *contemporaneamente* alle sue varie entrate altrettanti impulsi di caratteristiche determinate. Il più semplice circuito di coincidenza ha due sole coppie di morsetti di ingresso e si dice *circuito di coincidenza doppia*: esso opera secondo lo schema di principio della figura 18 *a*). I circuiti a coincidenza multipla sono generalmente ottenuti combinando fra loro più circuiti di

([25]) - Sono circuiti molto usati anche nella tecnica dei calcolatori numerici; sono allora detti rispettivamente *AND* e *inibitore*.

coincidenza doppia, per cui normalmente si compie lo studio unicamente di questi.

I circuiti di anticoincidenza sono dispositivi (con due coppie di morsetti d'ingresso ed una coppia di morsetti d'uscita) che compiono un'operazione in certo senso opposta a quella di coincidenza: essi non producono alcun impulso in uscita quando ricevono due impulsi contemporanei alle due coppie di morsetti d'ingresso; danno invece luogo ad un impulso in uscita se giunge un impulso solo ad una prestabilita coppia di morsetti d'ingresso. Il loro modo di operare è schematizzato nella figura 18 *b*), particolarmente significativa se viene confrontata con la figura *a*).

ANALISI DELL'AMPIEZZA DEGLI IMPULSI - Gli impulsi prodotti da rivelatori proporzionali (n. 2) hanno ampiezze legate all'energia delle particelle ionizzanti che hanno dato loro origine; dall'esame dell'ampiezza degli impulsi prodotti da un rivelatore siffatto in presenza di una certa sorgente di radiazioni è possibile desumere importanti informazioni sull'energia delle particelle e, da ciò, sul processo di radiazione in atto. L'esame delle ampiezze degli impulsi si compie coi cosidetti *analizzatori di ampiezza* che sono di due tipi, detti rispettivamente *integrale* e *differenziale*. L'*analizzatore integrale* consente di determinare quanti degli impulsi prodotti in un tempo Δt hanno mediamente ampiezza uguale o maggiore ad un determinato livello h, e ciò per ogni valore di h; l'*analizzatore differenziale*, invece, permette di determinare quanti degli impulsi prodotti nel tempo Δt hanno mediamente ampiezza compresa fra i livelli h ed $h+\varepsilon$, con ε prefissato e per qualsiasi valore di h.

La struttura di un analizzatore integrale è, in linea di principio, identica a quella della catena di conteggio della figura 17: l'analisi delle ampiezze è basata sulla possibilità di regolare la soglia di passaggio V_d del discriminatore (*livello di discriminazione*) e sulla perfetta linearità dell'amplificatore. Per ogni valore di V_d si ha un impulso all'uscita del discriminatore solo se l'impulso al suo ingresso ha ampiezza maggiore od uguale a V_d; solo quindi tali impulsi risulteranno registrati dal registratore. Detta A_o l'amplificazione dell'amplificatore, risulteranno contati, dunque, soltanto quegli impulsi che, all'origine, hanno ampiezza maggiore od uguale al valore $h=V_d/A_o$.

Lo schema di principio di un analizzatore di ampiezza differenziale è indicato nella figura 19: si hanno, qui, due discriminatori con livelli di discriminazione V'_d, $V''_d=V'_d+\Delta V$ che possono essere variati simultanea-

mente mantenendo costante la loro differenza ΔV. Il discriminatore *1* passa al circuito di anticoincidenza tutti gli impulsi la cui ampiezza supera il livello V'_d; analogamente il discriminatore *2* passa tutti gli impulsi la cui ampiezza supera il livello V''_d. Questi ultimi impulsi (essendo $V''_d > V'_d$) passano sia dal discriminatore *1* sia dal discriminatore *2* e producono perciò effetto nullo all'uscita del circuito di anticoincidenza; all'uscita di questo si hanno perciò solamente quegli impulsi la cui ampiezza, pur superando V'_d, non giunge al livello $V''_d = V'_d + \Delta V$. Il *conta-*

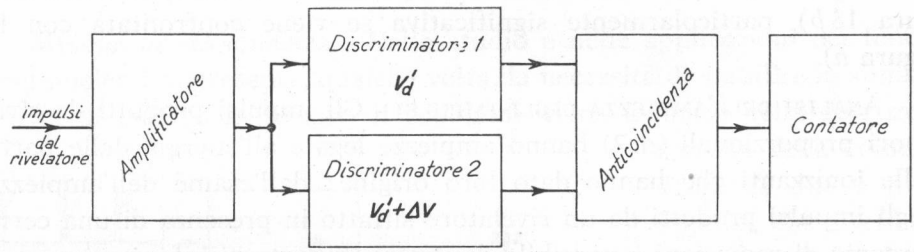


Fig. 19 — Schema di principio di un analizzatore d'ampiezza differenziale.

tore registra, pertanto, il numero ΔN degli impulsi la cui ampiezza è compresa fra V'_d e $V'_d + \Delta V$, cioè degli impulsi che, a monte dell'amplificatore, hanno ampiezza compresa fra $h = V'_d/A_o$ ed $h + \varepsilon$, essendo ε pari a $\Delta V/A_o$.

Nei prossimi paragrafi esamineremo la composizione dei singoli dispositivi che costituiscono i circuiti accennati.

8. — **Amplificazione degli impulsi del rivelatore.**

Nei sistemi per il conteggio degli impulsi (fig. 17) e per l'analisi delle loro ampiezze (fig. 19) è necessario elevare mediante un amplificatore l'ampiezza degli impulsi prodotti dal rivelatore fino a portarla a superare il livello di discriminazione del discriminatore; come vedremo nel n. 10, affinchè la discriminazione risulti corretta è opportuno che l'ampiezza degli impulsi applicati al discriminatore sia maggiore a qualche volt o, possibilmente, alla decina di volt. D'altra parte gli impulsi prodotti dal rivelatore possono essere anche molto piccoli, fin anche una decina di microvolt, per cui può essere necessario che l'amplificatore produca amplificazioni dell'ordine del milione, pur potendo essere sufficiente una amplificazione di poche decine in quei casi in cui gli impulsi del rive-

latore hanno già di per sè ampiezza rilevante (ad esempio impulsi prodotti da un contatore di Geiger).

Gli amplificatori normalmente adoperati sono del tipo *a resistenza e capacità*, in cui i singoli stadi sono attuati con transistori e con pentodi aventi alto *coefficiente di merito*: essi sono costruiti in modo da avere tempi di salita dell'ordine del microsecondo o di frazioni di microsecondo e quindi, se necessario, sono *compensati in alta frequenza* (Cap. VI, n. 7).

I requisiti a cui devono soddisfare gli amplificatori, specialmente per l'analisi di ampiezza degli impulsi, sono piuttosto impegnativi: occorre infatti che gli impulsi applicati al discriminatore abbiano ampiezza proporzionale alla variazione di tensione prodotta nel rivelatore dalla particella ionizzante. Per questo l'amplificatore deve essere rigorosamente *lineare* fino a livelli d'uscita dell'ordine del centinaio di volt; l'amplificazione, poi, non deve subire variazioni o fluttuazioni spontanee, che altererebbero i rapporti di ampiezza dei successivi impulsi applicati al discriminatore, e quindi l'amplificatore deve essere *stabile*. C'è poi il problema dei disturbi (*rumore*), notevole nel caso di segnali d'ingresso molto piccoli (dell'ordine di poche decine di microvolt) che richiedono forti amplificazioni. I disturbi, specialmente nello stadio d'ingresso, si sovrappongono al segnale utile e ne variano, istante per istante, il livello: essi possono quindi falsare l'operazione di discriminazione di ampiezza degli impulsi amplificati, alterandone il livello così da permettere (od escludere) il passaggio di impulsi aventi, di per sè, ampiezza inferiore (o superiore) al livello di discriminazione.

Ai requisiti di *linearità* e *stabilità* dell'amplificatore si soddisfa con l'uso della reazione negativa: di solito, per evitare le difficoltà che sorgono nell'applicazione della reazione negativa agli amplificatori con molti stadi ([26]), l'amplificatore è suddiviso in cellule in cascata, ciascuna composta di tre stadi formanti un'unica *maglia* di reazione. Le singole cellule di amplificazione sono attuate col metodo indicato, in linea di prin-

([26]) - Un amplificatore a molti stadi, progettato per operare in reazione negativa entro un determinato campo di frequenza, può facilmente passare in reazione positiva in altri campi di frequenza e divenire un oscillatore: la ragione di ciò è che gli *sfasamenti relativi* introdotti dagli stadi successivi — che dipendono dalla frequenza, come abbiamo visto nel Cap. V — si sommano fra loro e producono rotazioni di fase notevoli anche entro campi di frequenza non eccessivamente grandi (Vol. I, Cap. XIII, n. 5).

cipio, nella figura 20; al posto dei tubi potrebbero essere usati transistori, il cui uso si sta sempre più diffondendo anche nella strumentazione nucleare. Nello schema della figura 20 la reazione negativa è ottenuta semplicemente collegando il catodo del tubo *1* ad un punto intermedio della resistenza catodica del trasferitore finale. Nella figura 21 è indicato io schema pratico di una cellula di amplificazione, attuata con pentodi Philips E 83 F, di cui l'ultimo collegato a triodo ([27]); la capacità C_{k1} in parallelo ad R_{k1} serve a compensare il partitore resistivo $R_{k1}\,R_{k2}$, così che la reazione negativa si manifesti anche in corrispondenza ai rapidi fronti degli impulsi ([28]).

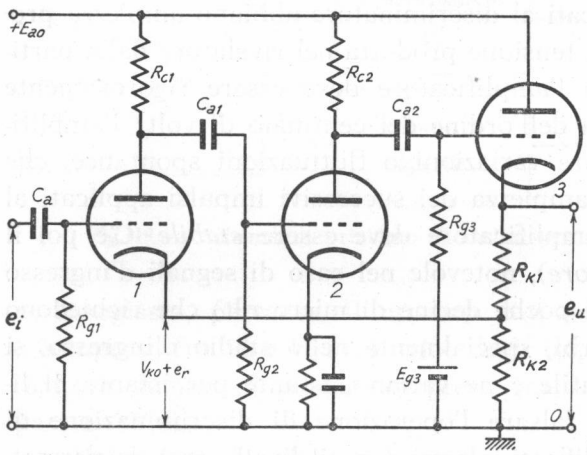


Fig. 20 — Schema di principio di una singola cellula di amplificazione in reazione negativa.

Si è detto nel n. 2 che, quando gli impulsi prodotti dal rivelatore sono variamente sovrapposti fra loro (come nel caso della fig. 5), si abbina all'amplificazione un processo di derivazione che permette di ottenere uno stretto impulso di tensione in corrispondenza a ciascuno scatto (Cap. VIII, n. 5, figg. 13-14): l'operazione, schematicamente indicata nella figura 22, è ottenuta semplicemente introducendo un partitore a capacità e resistenza, di costante di tempo $T' = C'R'$ appropriata, fra la prima e la seconda cellula di amplificazione (fig. 22). Di solito il valore di T' è regolabile agendo su R' e C', ad esempio da *1* a *100* μsec, in relazione alle

([27]) - Essa fa parte dell'amplificatore di impulsi *A 72* del Comitato Nazionale Ricerche Nucleari (CNRN).

([28]) - La resistenza R'_g, posta in parallelo al condensatore di accoppiamento C_{a2}, forma con R_{g3} un partitore per fornire la tensione di polarizzazione positiva alla griglia del trasferitore catodico. La resistenza $R_s = 1$ kΩ, posta in serie alla griglia del primo tubo, ha lo scopo di limitare la corrente di griglia che potrebbe nascere in corrispondenza ad impulsi troppo forti: detta corrente provocherebbe una non voluta polarizzazione automatica del tubo *1* (Cap. X, n. 10, nota 12). La resistenza R_d ed il condensatore C_d costituiscono un filtro di disaccoppiamento per l'alimentazione anodica della cellula (Vol. II, Cap. IX, n. 2).

caratteristiche del segnale da amplificare. Il partitore $C'R'$, in quanto costituisce un filtro passa-alto, limita l'amplificazione dell'amplificatore alle basse frequenze: infatti alla costante di tempo $T' = 1 \div 100\ \mu$sec corrisponde una frequenza caratteristica del filtro $f'_c = 1/(2\pi T')$ variabile fra *160* kHz ed *1,6* kHz.

La limitazione alle basse frequenze ha effetto benefico anche nei riguardi del *rumore* prodotto nello stadio d'ingresso: si trova infatti

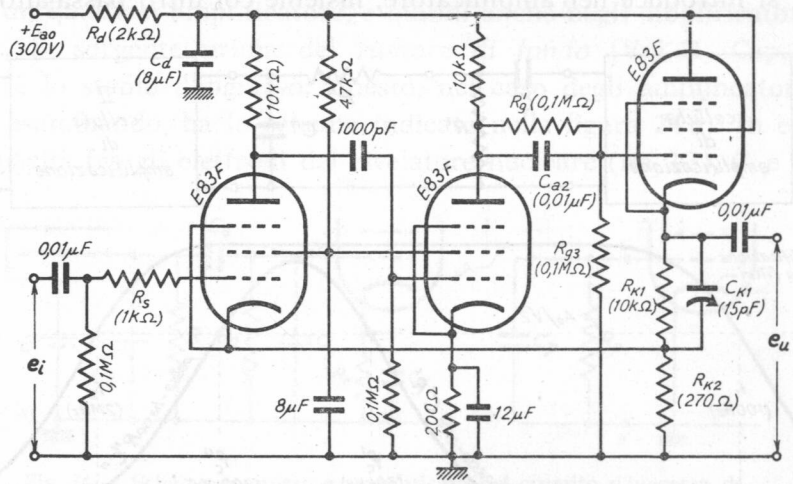


Fig. 21 — Schema reale di una cellula di amplificazione in controreazione.

(e noi lo verificheremo nel n. 9) che il rumore causato dalla resistenza d'ingresso dell'amplificatore e dall'arrivo sulla griglia del suo primo tubo di ioni positivi (dovuti a tracce di gas nell'interno del bulbo) ha una distribuzione spettrale confinata prevalentemente alle frequenze basse; impedendo, quindi, l'amplificazione a queste frequenze, si riduce in definitiva il rumore.

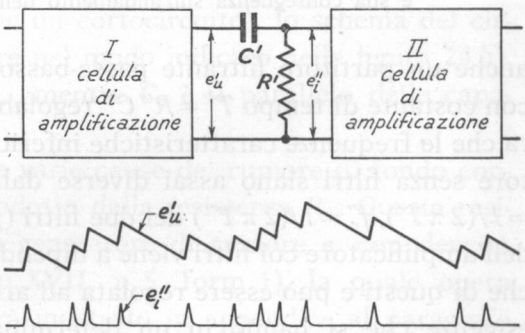


Fig. 22 — Con l'uso di un partitore $C'R'$ appropriato si ottiene uno stretto impulso in corrispondenza di ogni scatto del segnale d'ingresso.

Dal punto di vista del rumore, specialmente di quello prodotto dai tubi e dai transistori, è sempre utile che la banda passante dell'amplificatore sia ristret-

ta e quindi, per un dato valore di f_c', che la frequenza caratteristica superiore dell'amplificatore sia la più bassa possibile. Poichè, però, alla frequenza caratteristica superiore è strettamente legato il tempo di salita degli impulsi amplificati ([29]), occorre sempre fare un compromesso fra il beneficio che un basso valore della frequenza caratteristica superiore comporta agli effetti del rumore ed il danno che esso provoca agli effetti del tempo di salita. Allo scopo di compiere nel modo migliore tale compromesso, si introduce nell'amplificatore, insieme col filtro passa-alto $C'R'$,

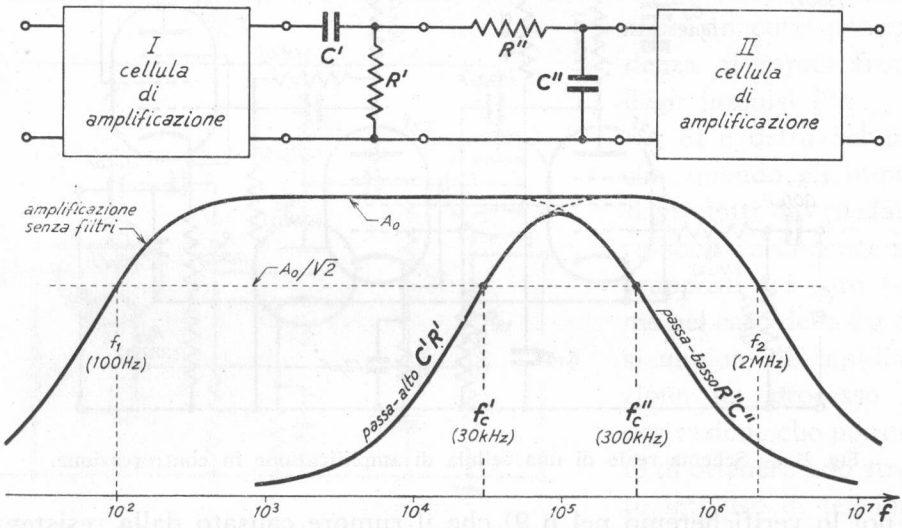


Fig. 23 — Introduzione nell'amplificatore dei filtri passa-alto e passa-basso e sua conseguenza sull'andamento della curva di risposta.

anche un partitore filtrante passa-basso a resistenza e capacità (fig. 23) con costante di tempo $T''=R''C''$ regolabile entro ampi limiti; avendo cura che le frequenze caratteristiche inferiore f_1 e superiore f_2 dell'amplificatore senza filtri siano assai diverse dalle frequenze caratteristiche $f_c'=1/(2\pi T')$, $f_c''=1/(2\pi T'')$ dei due filtri ($f_1 \ll f_c', f_2 \gg f_c''$), la curva di risposta dell'amplificatore coi filtri viene a dipendere unicamente dalle caratteristiche di questi e può essere regolata ad arbitrio a seconda delle particolari esigenze che si hanno in un determinato problema di amplificazione

([29]) - Con segnali d'ingresso a gradino, fra il tempo di salita t_s e la frequenza caratteristica superiore f_2 sussiste la relazione approssimata $t_s \cong 0{,}35/f_2$.

degli impulsi ([30]). Per concretizzare le considerazioni precedenti, nella figura 23 è indicata, in un caso particolare, la curva di risposta dell'amplificatore in assenza dei filtri e la curva di risposta corrispondente ad una determinata regolazione delle frequenze caratteristiche di questi ($f'_c = 30$ kHz, $f''_c = 300$ kHz).

9. — Il rumore nell'amplificazione degli impulsi.

In un qualsiasi amplificatore, e quindi anche negli amplificatori per impulsi, la sorgente prima del *rumore di fondo* (Vol. II, Cap. XVII, nn. 4-6) è lo stadio d'ingresso: questo, nel caso degli amplificatori che stiamo esaminando, ha lo schema indicato nella figura 24 *a*). In esso C è la capacità fra gli elettrodi del rivelatore nucleare (nn. 2-3), C_i è la capacità d'ingresso del tubo; prescindendo dalla sorgente di f. e. m. continua E, dal gruppo di polarizzazione catodica e dal condensatore C_a (che supporremo si comporti come un cortocircuito), lo schema del circuito d'ingresso si può semplificare nel modo indicato nella figura 24 *b*), dove R_p è il parallelo di R ed R_g, mentre C_p è il parallelo delle capacità C e C_i.

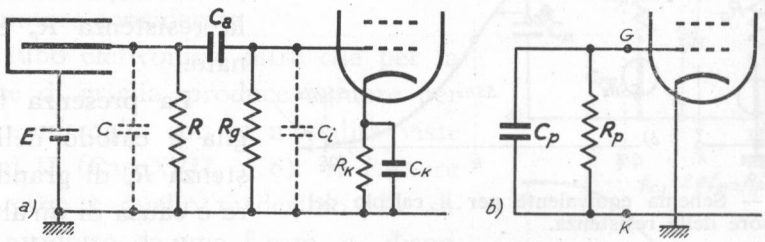


Fig. 24 — Schema completo e semplificato del circuito d'ingresso di un amplificatore per impulsi.

Esaminando separatamente le varie cause del rumore di fondo consideriamo dapprima il rumore prodotto dalla resistenza R_p. Questa resistenza può considerarsi come un generatore di rumore e_r con densità spettrale $\Phi_r = 4kR_pT$ (Vol. II, Cap. XVII, n. 5, form. 1), la quale opera nel circuito della figura 25 *a*). Sarà mostrato in appendice al paragrafo

([30]) - Non altrimenti, in un amplificatore grammofonico, col controllo dei toni bassi ed alti, si adatta la curva di risposta dell'amplificatore alle particolari esigenze della riproduzione acustica (fruscio, caratteristiche del mobile e dell'ambiente, ecc.).

che la *densità spettrale* della tensione v_{rc} che si ha ai morsetti G, K ha il valore:

$$(1) \qquad \Phi_{rc}(f) = \frac{4\,kR_pT}{1+f^2/f_c^2},$$

(dove è $f_c = 1/[2\pi R_p C_p]$) ed il suo andamento in funzione di f è quello indicato nella figura 25 *b*). Se, ad esempio, è $R_p = 10^8\,\Omega$, $C_p = 30$ pF, risulta $f_c \cong 55$ Hz e, perciò, già a frequenze di poche centinaia di hertz, l'apporto di rumore da parte della resistenza è piccolissimo. Pertanto, se si introduce nell'amplificatore il filtro passa-alto per la formazione degli impulsi (n. 8, fig. 23) e la sua frequenza caratteristica f_c' è convenientemente alta rispetto ad f_c, ogni effetto, all'uscita dell'amplificatore, del rumore della resistenza R_p è eliminato.

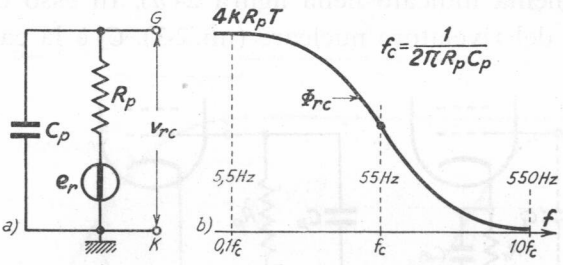


Fig. 25 — Schema equivalente per il calcolo del rumore della resistenza.

La presenza fra griglia e catodo della resistenza R_p di grande valore è causa di un'altra forma di rumore che ha origine nell'interno del tubo: sulla griglia di questo, tenuta sufficientemente negativa di fronte al catodo ([31]), cadono continuamente ioni positivi, prodotti dalle collisioni degli elettroni, in transito fra catodo e placca, con gli atomi dei gas rimasti nell'interno del bulbo non completamente vuotato. Ciò dà origine ad una corrente di griglia i_g del tutto fluttuante, il cui valore medio I_{gm}, nei migliori tubi, ha valori dell'ordine di varie decine di $\mu\mu$A ($= 10^{-12}$ A). Le sopradette fluttuazioni di corrente nella resistenza R_p ([32]) sono una sorgente di rumore che può rappresentarsi con una f. e. m. di rumore e_{rg} in serie ad R_p, come è indicato nella figura 26 *a*): si verifica che la sua densità spettrale Φ_{rg} è del tutto indipendente dalla frequenza ed ha la semplice formula:

$$(2) \qquad \Phi_{rg} = 2\,e\,I_{gm}R_p^2,$$

([31]) - Se la tensione di polarizzazione negativa è molto piccola in valore assoluto, cadono sulla griglia anche elettroni; essi contribuiscono al rumore nello stesso modo degli ioni positivi.

([32]) - Veramente la corrente di griglia circola in R_g (fig. 24 *a*), ma le sue fluttuazioni risultano applicate anche ad R tramite il condensatore di accoppiamento C_a.

dove $e = 1{,}602 \cdot 10^{-19}$ C è la carica dell'elettrone. La f.e.m. e_{rg}, operando nel circuito $R_p C_p$, dà luogo ad una tensione di rumore v_{gk} fra i morsetti G, K, la cui densità spettrale ha l'espressione ([33]):

$$(3) \qquad \Phi_{gk}(f) = \frac{2\, e\, I_{gm}\, R_p^2}{1 + f^2/f_c^2},$$

dove è $f_c = 1/(2\pi R_p C_p)$. Nella figura 26 *b*) è indicato l'andamento della densità spettrale in funzione di f, identico — a parte la scala delle ordinate ([34]) — a quello della figura 25 *b*). Identiche sono anche le conseguenze per quanto riguarda l'introduzione nell'amplificatore del filtro passa-alto $R'C'$ (fig. 23), che può essere dimensionato in modo da eliminare la causa di rumore considerata.

Il tubo elettronico, oltre che per la corrente di griglia, produce rumore per l'*effetto mitraglia* con le modalità viste nel Vol. II (Cap. XVII, n. 6): il rumore di un tubo è quello medesimo che sarebbe prodotto da una f.e.m. e_{rt} disposta all'ingresso del tubo stesso, avente una densità spettrale indipendente dalla frequenza ed espressa dalla formula:

$$(4) \qquad \Phi_{rt} = 4\, k\, T R_r,$$

dove R_r è la *resistenza equivalente di rumore del tubo*. La situazione del circuito d'ingresso dell'amplificatore, per quanto riguarda il sopradetto generatore di rumore, è quella indicata nella figura 27 *a*); escludendo il campo delle frequenze basse (le quali, per effetto del filtro passa-alto $R'C'$, non risultano amplificate), il circuito *a*) della figura 27 può essere sostituito dal circuito *b*). Poichè la densità spettrale di

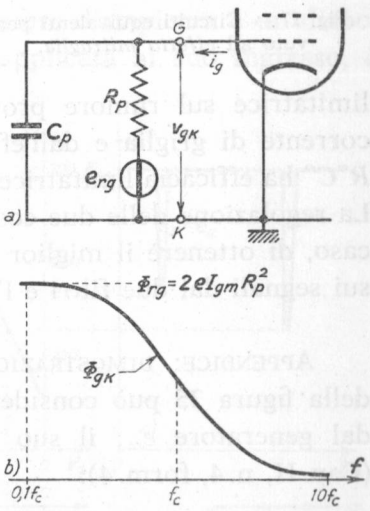


Fig. 26 — Circuito equivalente per il calcolo del rumore causato dalla corrente di griglia.

([33]) - La dimostrazione è svolta in appendice al paragrafo.

([34]) - Ad esempio in un caso particolare (pentodo *6AK5* collegato a triodo; $V_{ao} = 120$ V, $I_{ao} = 10$ mA) è $I_{gm} = 7 \cdot 10^{-9}$ A; con $R_p = 10^8\ \Omega$ l'ordinata massima della curva della figura 26 risulta $\Phi_{rg} = 2\, e\, I_{gm}\, R_p^2 = 22{,}4 \cdot 10^{-12}$. Nelle stesse condizioni, l'ordinata massima della curva della figura 25 risulta $4\, k\, R_p\, T = 1{,}6 \cdot 10^{-16}$.

e_{rt} è del tutto indipendente dalla frequenza, la distribuzione spettrale del rumore all'uscita dell'amplificatore dipenderà unicamente dalla curva di risposta di questo; deriva da ciò che il valore efficace del rumore presente in uscita a causa dell'effetto mitraglia sarà tanto più piccolo quanto più bassa è la frequenza caratteristica f' (stabilita dal filtro passa-basso $R''C''$) e, naturalmente, quanto più alta è la frequenza caratteristica f'_c (stabilita dal filtro passa-alto $C'R'$).

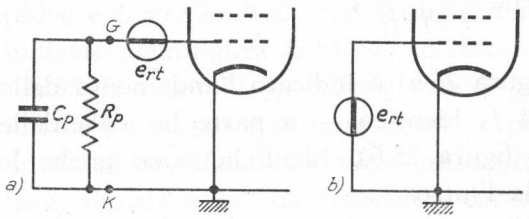


Fig. 27 — Circuiti equivalenti per il rumore dovuto ad *effetto mitraglia*.

Concludendo, il filtro passa-alto $C'R'$ ha efficacia limitatrice sul rumore proveniente dalla resistenza di ingresso, dalla corrente di griglia e dall'effetto mitraglia, mentre il filtro passa-basso $R''C''$ ha efficacia limitatrice solo sul rumore dovuto all'effetto mitraglia. La regolazione delle due costanti di tempo $C'R'$, $R''C''$ permette, in ogni caso, di ottenere il miglior compromesso fra la deformazione prodotta sui segnali dai due filtri e l'effetto limitatore rispetto al rumore.

APPENDICE: DIMOSTRAZIONE DELLE FORMULE (1) E (3). Il circuito *a*) della figura 25 può considerarsi un filtro passa-basso $R_p C_p$ alimentato dal generatore e_{rc}; il suo *rapporto di trasferimento* ha l'espressione (Cap. II, n. 4, form. 4):

$$(5) \qquad A(f)=\frac{1}{\sqrt{1+f^2/f_c^2}} \qquad f_c=\frac{1}{2\pi R_p C_p}\,.$$

Per quanto si è visto nel Vol. II (Cap. XVII, n. 4, form. 5), la densità spettrale della tensione di rumore ai morsetti GK sarà uguale alla densità spettrale del generatore $\Phi_r=4kR_pT$ moltiplicata per il quadrato di $A(f)$; essa avrà perciò l'espressione:

$$(6) \qquad \Phi_{rc}(f)=A^2(f)\cdot\Phi_2=\frac{4kR_pT}{1+f^2/f_c^2}\,,$$

coincidente con la (1) e varierà con la frequenza con l'andamento indicato nella figura 25 *b*).

Nel caso del circuito della figura 26 *a*) la situazione è identica: si ha il medesimo filtro passa-basso, ma il generatore ha una densità spet-

trale Φ_{rg} espressa dalla (2). L'espressione della densità spettrale del rumore ai morsetti d'uscita risulta perciò:

$$(7) \qquad \Phi_{gk}(f) = A^2(f)\,\Phi_{rg} = \frac{2\,e\,I_{gm}\,R_p^2}{1+f^2/f_c^2}\,,$$

che coincide con la formula (3) e mostra che l'andamento di Φ_{gk} in funzione di f è quello indicato nella figura 26 *b*).

10. — **Discriminazione di ampiezza degli impulsi: uso del circuito di Schmitt.**

Abbiamo detto nel n. 7 che il *discriminatore* d'ampiezza è un dispositivo che, di una successione di impulsi applicata al suo ingresso, è capace di far passare all'uscita soltanto quegli impulsi che superano una determinata ampiezza: come si è accennato nel n. 7, è il discriminatore che, nei sistemi di conteggio degli impulsi, consente di determinare il numero di impulsi di una determinata radiazione in presenza di impulsi più piccoli prodotti da altra radiazione; è, poi, mediante l'azione dei discriminatori che, per una certa radiazione, possono essere determinate le percentuali di impulsi corrispondenti alle varie ampiezze e da ciò desumere la distribuzione dell'energia delle particelle nucleari corrispondenti.

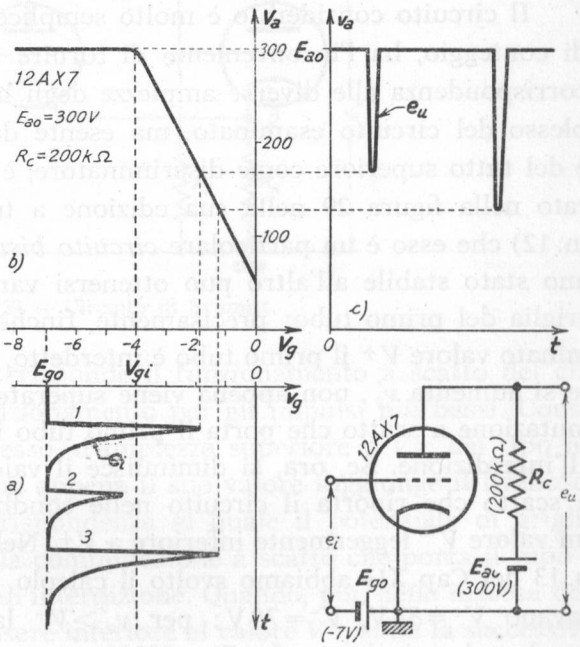


Fig. 28 — Discriminazione ottenuta con un amplificatore polarizzato ad una tensione inferiore all'interdizione.

I circuiti che possono svolgere l'operazione di discriminazione di ampiezza sono molteplici: un esempio molto semplice è costituito da un normale amplificatore a resistenza (fig. 28) alla cui griglia, tenuta

ad una tensione di polarizzazione E_{g_0} inferiore alla tensione di interdizione, siano applicati gli impulsi di ampiezza diversa. In tali condizioni si avrà manifestamente passaggio di corrente — e quindi un impulso di tensione all'uscita — solamente in corrispondenza agli impulsi d'ingresso che hanno ampiezze tali da far superare alla tensione di griglia il valore di interdizione. Nella figura 28, facendo uso della *caratteristica di funzionamento dell'amplificatore* (diag. *b*) ([35]), è determinato l'andamento della tensione anodica (diag. *c*) corrispondente ad una particolare successione di impulsi di ingresso (diag. *a*). Nelle condizioni di figura, producono impulsi in uscita solamente gli impulsi d'ingresso *1* e *3*; regolando il valore di E_{g_0} si può, però, variare il *livello di discriminazione* e fare in modo che produca impulso in uscita anche l'impulso *2*, oppure che lo produca solamente l'impulso *3*.

Il circuito considerato è molto semplice ma, agli effetti dei sistemi di conteggio, ha l'inconveniente di fornire in uscita impulsi diversi in corrispondenza alle diverse ampiezze degli impulsi d'ingresso; più complesso del circuito esaminato, ma esente dal sopradetto inconveniente e del tutto superiore come discriminatore, è il *circuito di Schmitt*, indicato nella figura 29 nella sua edizione a tubi. Vedemmo nel Cap. XII (n. 12) che esso è un particolare *circuito bistabile*, in cui il passaggio da uno stato stabile all'altro può ottenersi variando il potenziale v_g' della griglia del primo tubo: precisamente, finchè v_g' è inferiore ad un determinato valore V^+ il primo tubo è interdetto, mentre il secondo conduce; se si aumenta v_g', non appena viene superato il valore V^+ si ha la commutazione a scatto che porta il primo tubo in conduzione ed il secondo all'interdizione. Se, ora, si diminuisce il valore di v_g', la commutazione a scatto che riporta il circuito nelle condizioni primitive avviene per un valore V^- leggermente inferiore a V^+. Nell'esempio pratico su cui nel n. 13 del Cap. XII abbiamo svolto il calcolo, i due livelli di scatto risultavano $V^+ = 87$ V, $V^- = 78$ V; per $v_g' > V^+$ la tensione anodica del secondo tubo risultava $v_a'' = E_{a_0} = 250$ V, mentre per $v_g' < V^-$ si aveva $v_a'' = V_a'' = 188$ V.

L'azione del circuito di Schmitt come discriminatore avviene nel

([35]) - La caratteristica di funzionamento della fig. 28 *b*) è quella medesima utilizzata nel Cap. X, n. 4 (fig. 14) in relazione alla *squadratura* dei segnali.

modo seguente. Si desideri selezionare da una successione di impulsi di ampiezza variabile, gli impulsi che superano un determinato livello V_d (livello di discriminazione): gli impulsi sono allora applicati, tramite il condensatore di accoppiamento C_i (fig. 29) alla griglia del tubo *1*, alla quale, mediante il partitore $R'R''$, è assegnato un potenziale continuo di polarizzazione $V_{go}=V^+ - V_d$, come è indicato nella figura 30, nell'esempio particolare in cui, essendo $V^+=87$ V, si è scelto come livello di discriminazione $V_d=20$ V. In tal modo, ad ogni impulso che abbia

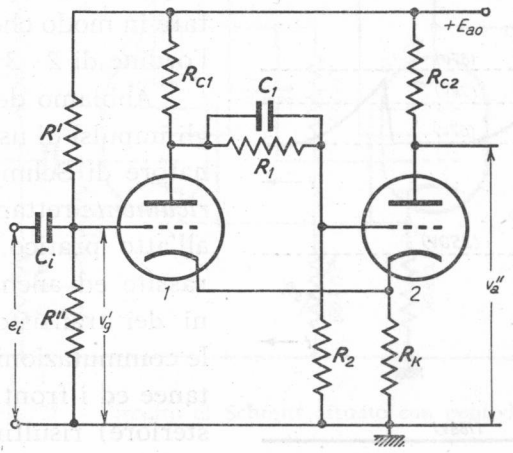


Fig. 29 — Circuito di Schmitt.

ampiezza superiore a V_d corrisponde il funzionamento a scatto del circuito, mentre non si ha funzionamento per gli impulsi più bassi. Consideriamo un impulso d'ingresso, d'ampiezza superiore a V_d, del tipo indicato nella figura 30 *a*): non appena il suo valore raggiunge il livello di discriminazione V_d, in corrispondenza al quale il potenziale di griglia assume il valore V^+, si ha la commutazione a scatto che porta il tubo *1* in conduzione ed il tubo *2* all'interdizione. Quando, poi, nella discesa dell'impulso, v'_g è portata ad essere inferiore al valore V^-, si ha la successiva commutazione che riporta il tubo *1* all'interdizione ed il tubo *2* in conduzione. L'andamento del potenziale anodico del secondo tubo (da cui si preleva il segnale d'uscita) è allora quello indicato nella figura 30 *b*); ad ogni impulso di ampiezza superiore a V_d viene, così a corrispondere in uscita un impulso *teoricamente* rettangolare, che ha sempre la stessa altezza, qualunque sia quella dell'impulso d'ingresso. Se invece l'impulso

d'ingresso ha ampiezza inferiore a V_d (secondo impulso della fig. 30 *a*) non si ottiene alcun impulso in uscita. Assegnando al potenziale di polarizzazione V_{go} del tubo *1* valori variabili, si può variare il livello di discriminazione che, in ogni caso, ha il valore:

$$(1) \qquad V_d = V^+ - V_{go} \ ;$$

il più piccolo valore di V_d si ha manifestamente per $V_{go} = V^-$ ed è perciò $V_{d\,min} = V^+ - V^-$. Con una scelta opportuna dei componenti del circuito (e particolarmente di R_{c1}) si può fare in modo che $V_{d\,min}$ risulti dell'ordine di $2 \div 3$ volt.

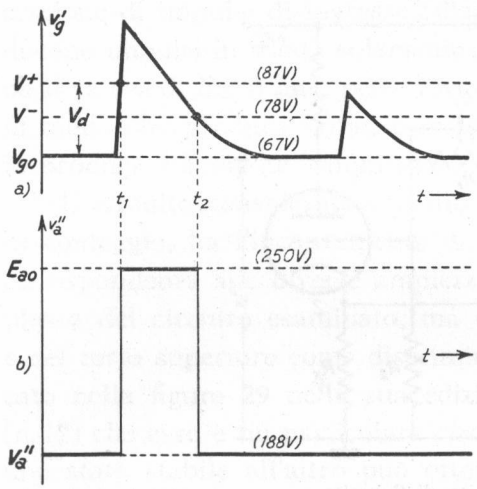


Fig. 30 — Funzionamento del circuito di Schmitt come discriminatore.

Abbiamo detto, poco fa, che gli impulsi di uscita del discriminatore di Schmitt risultano *teoricamente* rettangolari (fig. 30 *b*): all'atto pratico, le capacità parassite ed anche i ritardi interni dei transistori fanno sì che le commutazioni non siano istantanee ed i fronti (anteriore e posteriore) risultino inclinati, con andamento esponenziale. Per ridurre più che è possibile tali deformazioni — che sono causa di inconvenienti per la successiva utilizzazione degli impulsi — occorre operare con gli stessi metodi usati negli amplificatori video per mantenere piccoli i tempi di salita (Cap. VI); in particolare, nel caso dei transistori occorre usare tipi con piccoli ritardi interni; nel caso dei tubi è conveniente usare, al posto dei triodi, pentodi con alto coefficiente di merito e curare la costruzione in modo che risultino minime le capacità parassite verso massa e le resistenze di carico anodiche. Un circuito di Schmitt a pentodi attuato con questi criteri è indicato nella figura 31; in esso il livello di discriminazione è regolato dal partitore resistivo P, la cui manopola è normalmente munita di graduazioni indicanti il valore di V_d, mentre ad una taratura preventiva si provvede coi reostati R_1 ed R_2.

Con un'accurata scelta dei tubi e dei componenti circuitali e con

l'uso di tensioni di alimentazioni stabilizzate si può fare in modo che il livello di discriminazione di un discriminatore di Schmitt risulti stabile con tolleranze dell'ordine del decimo di volt; se si vuole, pertanto, che la discriminazione di ampiezza degli impulsi avvenga con una buona precisione, è bene operare sempre con livelli di discriminazione V_d su-

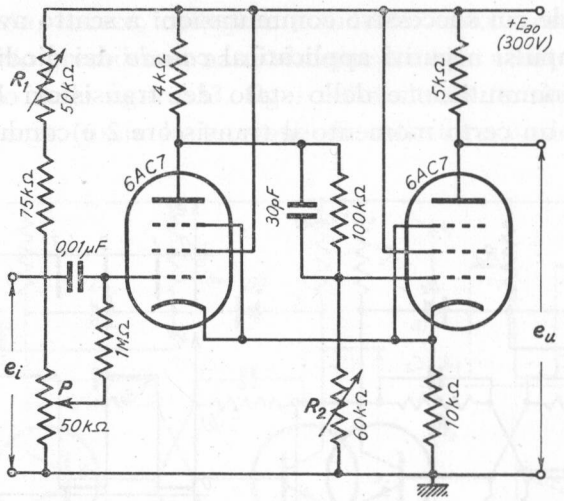


Fig. 31 — Circuito di Schmitt attuato con pentodi.

periori a qualche volt o, possibilmente, alla decina di volt ([36]). Per questo occorre, come si è detto nel n. 8, che l'amplificatore che precede il discriminatore abbia amplificazione tale da portare gli impulsi utili ad ampiezze superiori a detto livello.

11. — Demoltiplicazione degli impulsi: scala binaria.

Per demoltiplicare in un rapporto noto (n. 7) il numero degli impulsi che escono dal discriminatore e determinarne il numero sono stati escogitati molti dispositivi elettronici i quali hanno la caratteristica di fornire un impulso in uscita dopo che ne è giunto all'entrata un numero ben determinato e di fornire un'indicazione visiva di tale numero. Ci occuperemo di due sistemi fondamentali (*scala di demol-*

([36]) - Se si opera con un livello di *10* V, essendo $V_d = 10 \pm 0{,}1$, l'errore percentuale risulta l'*1%*.

tiplicazione binaria e *scala decadica*) che hanno grande importanza anche in altri campi della tecnica elettronica e che ci consentono di fare l'applicazione di circuiti a suo tempo studiati.

Entrambi i sistemi sono basati sul *circuito a scatto binario*, di cui nella figura 32 è riportato lo schema nell'attuazione a transistori *n-p-n*; come si è visto nel Cap. XII (n. 11), esso è un circuito bistabile, del tipo Eccles-Jordan, le cui successive commutazioni a scatto avvengono dietro comando di impulsi negativi applicati al *catodo* dei diodi. Ogni impulso provoca una commutazione dello stato dei transistori 1 e 2; così, ad esempio, se ad un certo momento il transistore 2 è conduttore, il primo

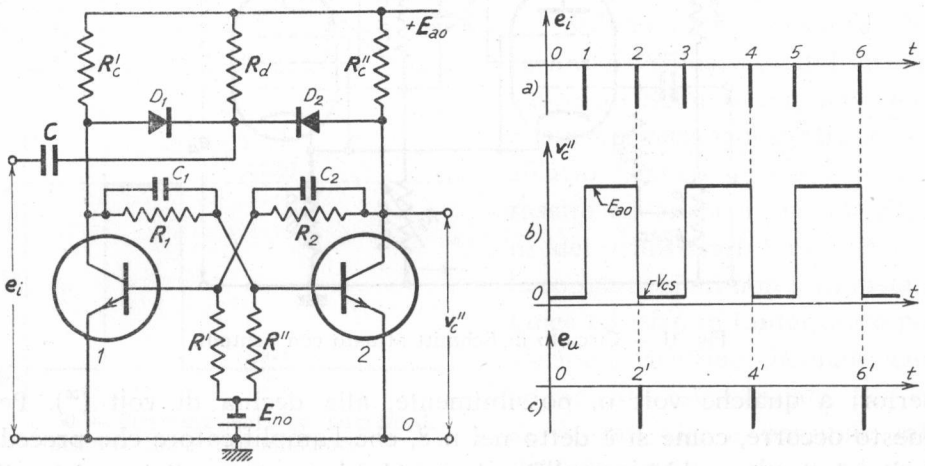


Fig. 32 — Circuito a scatto binario e suo principio di funzionamento come demoltiplicatore.

impulso lo porta all'interdizione, il secondo in conduzione, il terzo all'interdizione e così via. L'andamento della tensione di collettore del secondo transistore (tensione di uscita del *binario*), corrispondente alla successione di impulsi indicata nel diagramma *a*) della figura 32, risulta quello mostrato nel diagramma *b*): se si applica tale tensione ad un differenziatore *CR* (o ad altro formatore di guizzi) e si eliminano con un cimatore gli impulsi positivi, che si originano in corrispondenza ai fronti in salita, si ottiene la successione di impulsi negativi indicati nel diagramma *c*), la quale è costituita da *un numero di impulsi pari alla metà di quello della successione originaria.* La scala di demoltiplicazione binaria è costituita dalla successione in cascata di un certo numero *n* dei

circuiti sopradetti e fornisce in uscita *un impulso ogni* 2^n *impulsi della successione primaria.*

Per la costituzione della *scala binaria* non è, però, materialmente necessario trasformare la tensione che si ha all'uscita di ciascun circuito binario (fig. 32 *b*) in una successione di impulsi negativi (fig. 32 *c*) ed applicare questi ai *catodi* dei diodi di comando del circuito binario successivo. Basta, invece, collegare i suddetti catodi direttamente alla uscita del *binario* precedente, naturalmente tramite adatto condensatore, come è indicato nella figura 33. Ogni volta che la tensione d'uscita del *binario* precedente (ossia la tensione di collettore v_1 del suo secondo

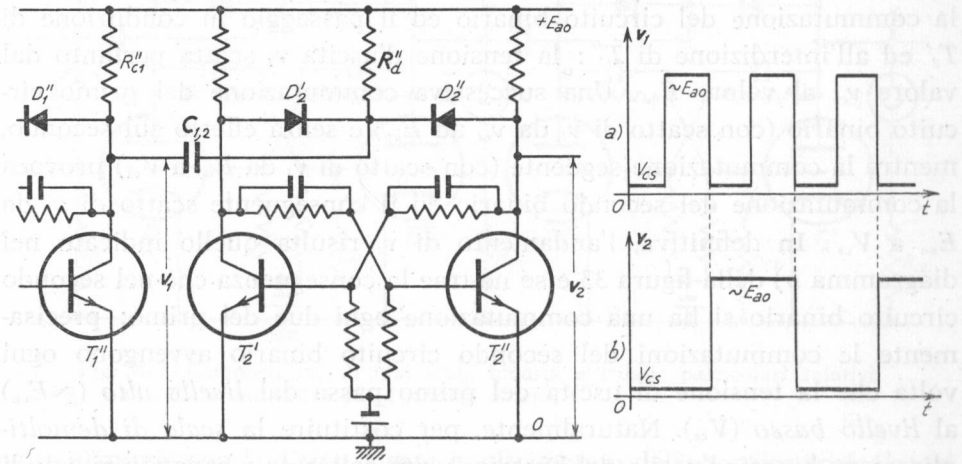


Fig. 33 — Collegamento in cascata di due circuiti binari e loro tensioni di uscita.

transistore) ha uno scatto in discesa, la diminuzione di tensione si trasferisce attraverso il condensatore ai *catodi* dei diodi, portando in conduzione quello dei due che è collegato al transistore interdetto. Nasce così una diminuzione del potenziale di collettore di questo, che dà inizio al processo di commutazione a scatto con le modalità viste a suo tempo (Cap. XII, n. 11). Ogni volta, invece che la tensione d'uscita del circuito binario precedente ha uno scatto in salita, si ha un aumento della tensione dei *catodi* nei diodi: questi rimangono, perciò, interdetti e non trasferiscono alcun segnale.

Con riferimento alla figura 33, supponiamo che, ad un certo istante iniziale, il secondo transistore (T_1'') del binario parzialmente indicato sia in conduzione ed in tale stato sia pure il secondo transi-

store del *binario* successivo (T_2''): le tensioni di collettore dei transistori T_1'' e T_2'' (tensioni di uscita, v_1 e v_2, dei due circuiti binari successivi) hanno perciò entrambe il valore di saturazione V_{cs}. Supponiamo poi che, per azione di impulsi-grilletto esterni, il primo *binario* subisca successive commutazioni, a cui corrispondano le vicende della sua tensione di uscita v_1 indicate nel diagramma *a*). La prima commutazione fa variare v_1 da V_{cs} ad E_{ao} ([37]); ma nessun effetto viene risentito dal secondo *binario*. La successiva commutazione del primo circuito binario fa scattare v_1 da E_{ao} a V_{cs}: la forte diminuzione di tensione, trasferendosi attraverso la capacità di accoppiamento $C_{1,2}$ ed il diodo D_2', abbassa il potenziale di collettore di T_2' (interdetto). Con ciò provoca la commutazione del circuito binario ed il passaggio in conduzione di T_2' ed all'interdizione di T_2'': la tensione d'uscita v_2 scatta pertanto dal valore v_{cs} al valore E_{ao}. Una successiva commutazione del primo circuito binario (con scatto di v_1 da v_{cs} ad E_{ao}) è senza effetto sul secondo, mentre la commutazione seguente (con scatto di v_1 da E_{ao} a V_{cs}) provoca la commutazione del secondo binario ed il conseguente scatto di v_2 da E_{ao} a V_{cs}. In definitiva, l'andamento di v_2 risulta quello indicato nel diagramma *b*) della figura 33 e se ne trae la conseguenza che nel secondo circuito binario si ha una commutazione ogni due del primo: precisamente le commutazioni del secondo circuito binario avvengono ogni volta che la tensione di uscita del primo passa dal *livello alto* ($\sim E_{ao}$) al *livello basso* (V_{cs}). Naturalmente, per costituire la *scala di demoltiplicazione binaria* l'uscita del *binario 2* sarà collegata a capacità ai catodi dei diodi di un terzo *binario*, e così via. All'entrata del primo circuito binario della catena saranno applicati gli impulsi di cui si vuole ottenere la demoltiplicazione; all'uscita dell'ultimo binario sarà poi connesso un circuito differenziatore ed un cimatore onde ottenere gli impulsi demoltiplicati.

Nella figura 34 è indicata, a titolo di esempio, la successione di due circuiti binari di una *scala* a triodi attuata coi medesimi criteri visti per i transistori: all'uscita di ciascun *binario* è posta una lampada-spia al

---

([37]) - In realtà il valore della tensione di alimentazione E_{ao} non viene raggiunto a causa della caduta di tensione prodotta nella resistenza R_{ci}'' dalla corrente che scorre nel partitore (Cap. XII, n. 10, note 28 e 30); la differenza è però sempre così piccola che, per brevità, non ne terremo conto.

neon L, avente in serie una resistenza R_L. Quando il tubo corrispondente è interdetto la sua tensione anodica ha valore prossimo ad E_{ao} e la lampada è accesa; quando invece il tubo è in conduzione la sua tensione di collettore è bassa ed insufficiente a mantenere accesa la lampada-spia. Sistemando una lampada siffatta — o altro indicatore visivo ([38]) — all'uscita dei vari *binari* della scala si ha modo di conoscere ad ogni momento lo *stato* di ciascun circuito binario. Per convenzione

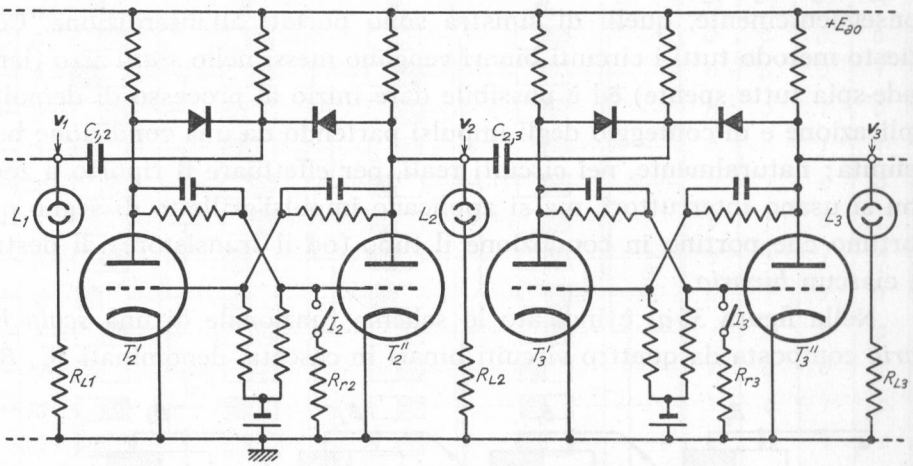


Fig. 34 — Composizione di una scala binaria a triodi: particolari relativi all'indicazione visiva ed al *riporto a zero*.

ed in armonia con le dizioni usate in altri campi della tecnica (calcolatori numerici), il circuito binario si dice nello stato *zero* (*0*) o nello stato *uno* (*1*) a seconda che la tensione di uscita si trova al livello più basso (secondo tubo o transistore in conduzione) od al livello più alto (secondo tubo o transistore in conduzione) od al livello più alto (secondo tubo o transistore all'interdizione): conseguentemente la lampada-spia spenta indica lo stato *0*, mentre la lampada accesa indica lo stato *1*. In base a quanto si è visto più sopra, in relazione alla figura 33, ciascun *binario* commuta il proprio stato quando il *binario* precedente passa dallo stato *1* allo stato *0*, ossia quando il suo indicatore ottico si spegne.

([38]) - Nei circuiti binari e transistori le tensioni sono troppo basse per permettere direttamente l'accensione delle lampade al neon. È necessario pertanto l'uso di amplificatori che precedano le lampade o altri dispositivi ottici piuttosto complicati.

Nella figura 34, oltre all'introduzione delle spie luminose, è indicato un'altro particolare circuitale usato (in varie forme) in tutte le scale di demoltiplicazione: è il cosidetto *dispositivo di riporto a zero* (« reset »), costituito dal collegamento, a mezzo di un interruttore I e di una resistenza R_r, fra la griglia dei secondi tubi di ciascun *binario* e massa. Chiudendo l'interruttore in ogni circuito binario, il potenziale di griglia di ciascun tubo di destra viene reso uguale a zero; con ciò tutti i tubi di destra dei vari *binari* vengono portati nello stato di conduzione e, conseguentemente, quelli di sinistra sono portati all'interdizione. Con questo metodo tutti i circuiti binari vengono messi nello *stato zero* (lampade-spia tutte spente) ed è possibile dare inizio al processo di demoltiplicazione e di conteggio degli impulsi partendo da una condizione ben definita; naturalmente, nei circuiti reali, per effettuare il riporto a zero non si usano interruttori, ma si applicano impulsi-grilletto di segno opportuno che portino in conduzione il tubo (od il transistore) di destra di ciascun *binario.*

Nella figura 35 *a*) è indicato lo schema funzionale di una *scala binaria* composta da quattro circuiti binari in cascata, denominati B_0, B_1,

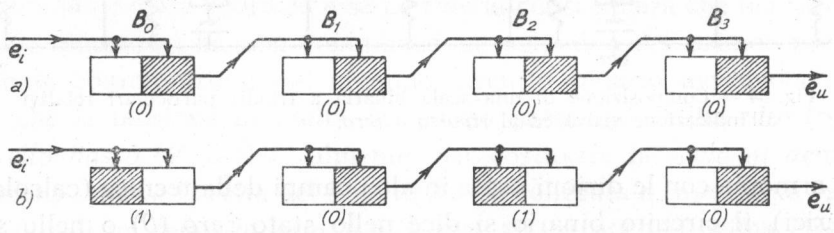
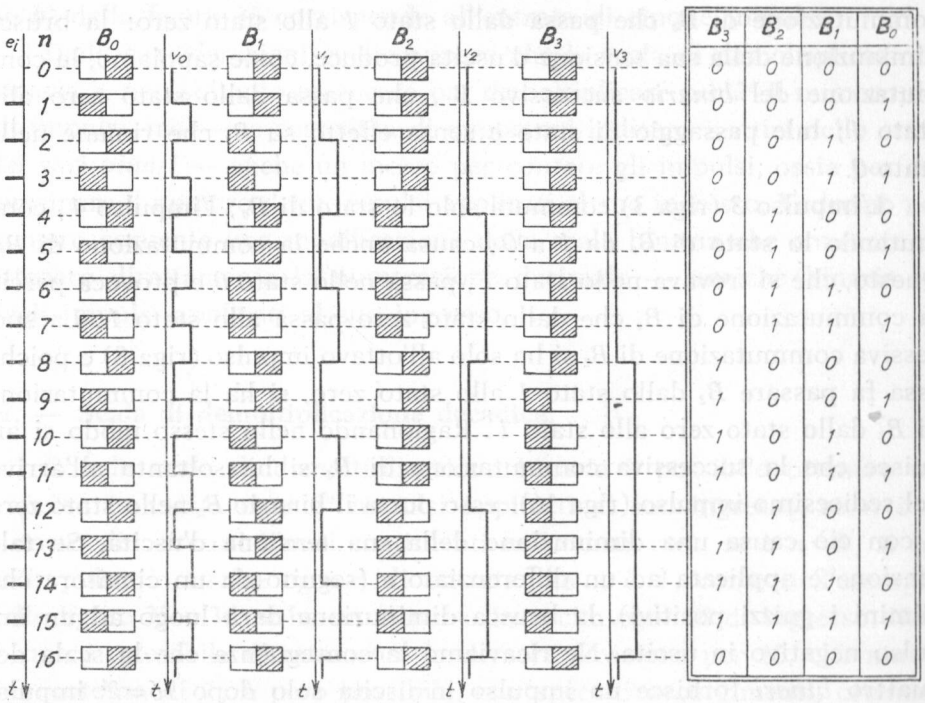


Fig. 35 — Schema funzionale di una scala binaria con quattro elementi in cascata.

B_2, B_3. Ogni circuito binario è indicato da un rettangolo, le cui due metà indicano i due tubi o transistori: nella figura sono anche indicati — con schematismo evidente — i collegamenti fra i vari *binari*, effettuati col metodo visto in relazione alle figure 33 e 34. La parte tratteggiata di ciascun rettangolo indica il tubo od il transistore in conduzione: tutti i binari della figura 35 *a*) sono manifestamente nello *stato zero* (in conseguenza di un *riporto* precedente), come è indicato inferiormente a ciascun rettangolo. Diversa è la situazione schematizzata nella figura 35 *b*) in cui i binari B_0, B_1, B_2, B_3 si trovano rispettivamente negli stati *1*, *0*, *1*, *0*; si può verificare (e noi lo faremo valendoci dello specchietto della

figura 36) che la situazione indicata è la conseguenza dell'applicazione all'entrata della scala di 5 impulsi grilletto.

Nello specchietto della figura 36, con l'uso dei simboli grafici dianzi introdotti, è indicato il susseguirsi degli stati dei quattro circuiti binari, di mano in mano che giungono all'ingresso i successivi impulsi; le stesse indicazioni sono fornite dalla tabella a fianco in cui lo stato



B_3	B_2	B_1	B_0
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1
0	0	0	0

Fig. 36 — Specchietto grafico e tabella indicanti lo stato dei quattro circuiti binari al susseguirsi degli impulsi d'ingresso e gli andamenti del segnale d'ingresso e delle tensioni d'uscita di ciascun circuito binario.

dei quattro binari è simboleggiato dalle cifre *0* ed *1*. Occorre osservare che in tabella l'ordine dei *binari* è invertito, per cui la colonna relativa al binario B_0 è a destra di quella relativa al B_1 e così via: ciò risponde ad un'esigenza logica che chiariremo fra breve. Nella figura 36 sono riportati, in maniera puramente indicativa, i diagrammi in funzione del tempo del segnale d'ingresso e_i e delle tensioni d'uscita dei successivi circuiti binari, v_0, v_1, v_2, v_3; è facile verificare che — come sappiamo — la commutazione di ciascun circuito binario avviene quando la tensione di

uscita del *binario* precedente scende dal livello alto (stato *1*) al livello basso (stato *0*).

La riga zero dello specchietto e della tabella indica lo stato di riposo, che si ha dopo il *riporto a zero*. In corrispondenza al primo impulso (riga 1) si ha la commutazione del primo circuito binario, che passa dallo stato zero allo stato *1*; tale passaggio è senza effetto nel *binario* B_1 e sui successivi. Il secondo impulso d'ingresso (riga 2) produce una nuova commutazione di B_0 che passa dallo stato *1* allo stato zero: la brusca diminuzione della sua tensione d'uscita produce, come sappiamo, la commutazione del *binario* successivo B_1, che passa dallo stato zero allo stato *1*; tale passaggio di stato è senza effetto su B_2 che rimane nello stato *0*.

L'impulso *3* (riga 3) commuta solo lo stato di B_0; l'impulso *4*, commutando lo stato di B_0 da *1* a *0*, causa anche la commutazione di B_1. Questo, che si trovava nello stato *1*, passa nello stato *0* e provoca perciò la commutazione di B_2 che dallo stato zero passa allo stato *1*. La successiva commutazione di B_2 si ha solo all'ottavo impulso (riga 8) e poichè essa fa passare B_2 dallo stato *1* allo stato zero, si ha la commutazione di B_3 dallo stato zero allo stato *1*. Ragionando nello stesso modo si arguisce che la successiva commutazione di B_3 si ha soltanto all'arrivo del sedicesimo impulso (riga 16): esso porta il binario B_3 nello stato zero e con ciò causa una diminuzione della sua tensione d'uscita. Se tale tensione è applicata ad un differenziatore (seguito da un cimatore che elimini i guizzi positivi), la brusca diminuzione darà luogo ad un impulso negativo in uscita. Ne ricaviamo la conseguenza che la scala dei quattro *binari* fornisce un impulso in uscita solo dopo $16=2^4$ impulsi di ingresso e si ritrova nella situazione iniziale coi quattro *binari* nello stato zero. Successivi impulsi fanno ripercorrere ai quattro *binari* le vicende già viste, producendo un impulso in uscita ogni 16 impulsi d'ingresso.

È interessante notare che le cifre riportate nella tabella — che indicano simbolicamente lo stato dei vari *binari* — forniscono nel *sistema di numerazione binaria* (cioè in base *due* invece che *dieci*) il numero di impulsi entrati: infatti nel sistema di numerazione binaria il numero *due* è indicato con *10* (uno, zero), *tre* con *11*, *quattro* con *100*, *cinque* con *101*, *sei* con *110*, *sette* con *111* e così via. Pertanto, individuato mediante gli indicatori ottici lo stato dei successivi circuiti

binari (lampada accesa, stato *1*; lampada spenta, stato *0*), è possibile immediatamente sapere in *codice binario* il numero degli impulsi entrati nella scala; con l'ausilio di una tabella o di altri mezzi di conversione, è poi sempre possibile ottenere il numero decimale corrispondente (39). Ad esempio, la situazione della scala *b*) della figura 35 è caratterizzata dal numero binario *0101* (B_3, B_2, B_1, B_0) a cui corrisponde il numero decimale *5* (riga 5 della tabella); come si era già asserito, la situazione *b*) della figura 35 corrisponde all'entrata di cinque impulsi.

Dalle considerazioni svolte appare che la scala di demoltiplicazione binaria è, non soltanto un mezzo per demoltiplicare per 2^n il numero degli impulsi, ma — se corredata di opportuni indicatori ottici dello stato dei vari *binari* — anche un mezzo per *contare* gli impulsi, ossia per determinare il numero degli impulsi applicati al suo ingresso. Vedremo nel numero seguente una modificazione della scala binaria che consente di ottenere direttamente la numerazione decimale — anzichè binaria — degli impulsi applicati al suo ingresso.

12. — **Scala di demoltiplicazione decadica.**

Con la scala di demoltiplicazione binaria è possibile ottenere un impulso in uscita ogni 2^n impulsi applicati al suo ingresso, se n è il numero dei circuiti binari costituenti la catena: così, se è $n=3$, si ha un'impulso in uscita ogni 8 di entrata; se n è 4, come nell'esempio delle figure 35 e 36, si ha un impulso in uscita ogni 16 di ingresso. Non è invece ottenibile direttamente la demoltiplicazione per 10, che non è una potenza di *2*; è però possibile, con speciali accorgimenti, ottenere con quattro circuiti binari in cascata un demoltiplicatore per dieci (*decade*), cioè un sistema che fornisce un impulso in uscita ogni 10 d'ingresso. La scala di demoltiplicazione decadica, ottenuta inviando l'impulso di uscita di una decade all'ingresso di una decade successiva, per-

---

(39) - È facile verificare che il numero decimale n è uguale alla somma delle cifre binarie corrispondente a B_0, B_1, B_2, B_3 moltiplicate rispettivamente per i numeri $2^0=1$, $2^1=2$, $2^2=4$, $2^3=8$ (che si dicono *pesi*). Così, ad esempio, per la riga 11 della tabella si ha:

$$8\times1+4\times0+2\times1+1\times1=8+2+1=11\ ;$$

usando questo semplice metodo è sempre molto facile ricavare il numero decimale se si conoscono le cifre binarie.

mette di ottenere la demoltiplicazione secondo le potenze di *10*, rendendo molto più agevoli i conteggi che con i demoltiplicatori binari.

Per ottenere la demoltiplicazione per 10 dal complesso dei quattro circuiti binari in cascata (di per sè capaci di demoltiplicare per 16) si aumenta ad arte il numero di commutazioni, rispetto a quelle dovute ai segnali d'ingresso, servendosi di segnali prodotti internamente mediante una sorta di meccanismo di reazione (*decade a reazione*): si ot-

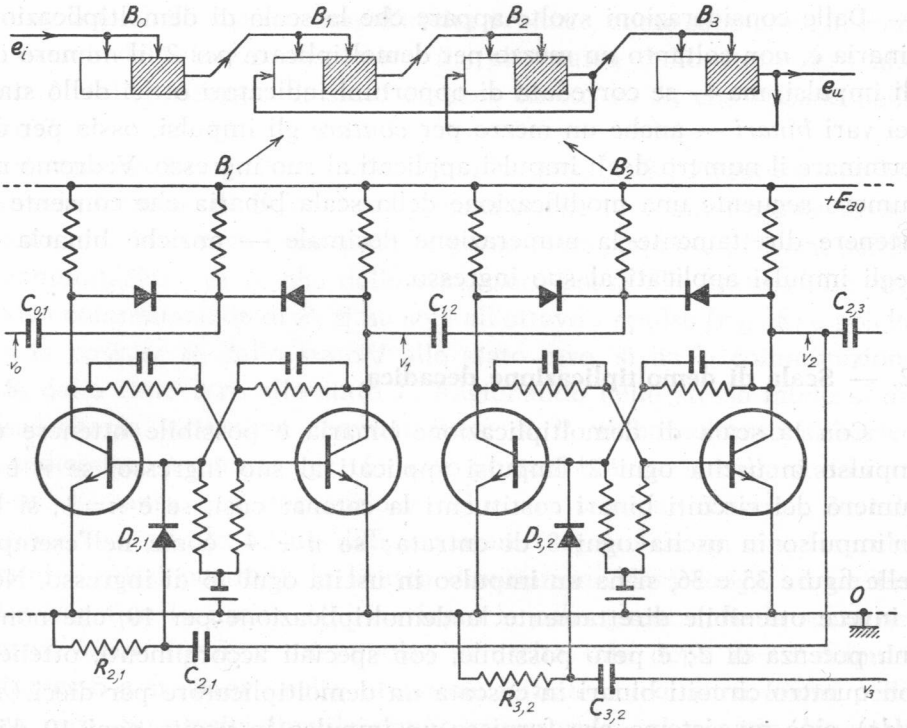


Fig. 37 — Schema funzionale di una *decade a reazione* e schema elettrico relativo ai circuiti binari B_1 e B_2.

tiene così che la situazione degli *stati* dei quattro circuiti binari dopo solo 10 impulsi sia quella medesima che si avrebbe, senza reazione, con 16 impulsi.

Ad esempio, nella decade a reazione che prenderemo in considerazione nella figura 37, dopo quattro impulsi d'entrata un meccanismo interno modifica lo stato dei *binari* in modo che la situazione risulti quella che si avrebbe con due impulsi d'ingresso in più; analogamente al sesto impulso c'è un ulteriore « guadagno » di quattro impulsi. La situa-

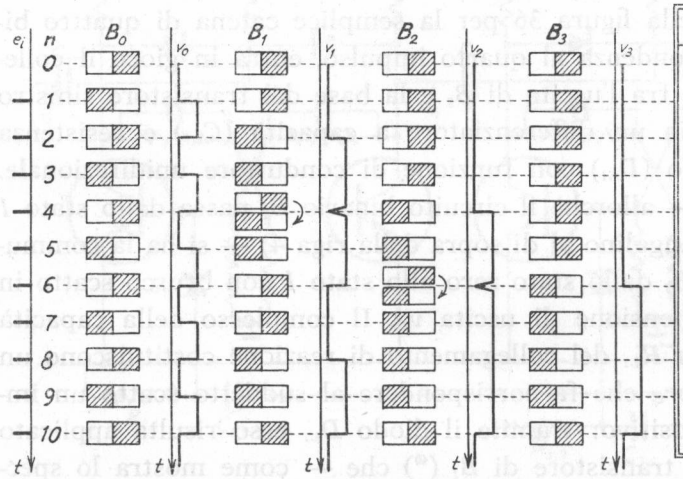
zione al decimo impulso viene a corrispondere allora a quella che si avrebbe con 6 impulsi in più, cioè dopo 16 impulsi d'entrata; dopo dieci impulsi — e non dopo 16 — si ha dunque un impulso in uscita, realizzandosi così la demoltiplicazione per dieci. Lo schema funzionale di una decade siffatta è indicato nella parte superiore della figura 37: il funzionamento decadico è reso possibile dall'esistenza dei *collegamenti di reazione* stabiliti fra le uscite dei *binari* B_2, B_3 e le entrate sinistre dei binari B_1 e B_2. Il modo con cui tali collegamenti sono effettuati è indicato nello schema elettrico contenuto nella figura 37 che si riferisce ad un particolare di una decade a transistori, relativo ai *binari* B_2 e B_3; la spiegazione del loro modo di operare apparirà dall'esame seguente.

Il funzionamento della decade può essere seguito sullo specchietto grafico e sulla tabella contenuti nella figura 38: fino al quarto impulso d'ingresso (riga 4), i passaggi di stato dei vari circuiti binari sono identici a quelli visti nella figura 36 per la semplice catena di quattro binari; ma in corrispondenza al quarto impulso, entra in gioco il collegamento di reazione fra l'uscita di B_2 e la base del transistore sinistro di B_1, consistente in un differenziatore a capacità ($C_{2,1}$) e resistenza ($R_{2,1}$) ed in un diodo ($D_{2,1}$) con funzione di conduttore unidirezionale. Al quarto impulso — allorchè il circuito binario B_1 passa dallo stato *1* allo stato zero (rettangolino al di sopra della riga 4) — si ha la commutazione del binario B_2 dallo stato zero allo stato *1* con brusco scatto in aumento della sua tensione di uscita v_2. Il complesso della capacità $C_{2,1}$ e della resistenza $R_{2,1}$ del collegamento di reazione costituiscono un *circuito differenziatore* che fa corrispondere al suddetto scatto un impulso di tensione positivo: tramite il diodo $D_{2,1}$ esso risulta applicato alla base del primo transistore di B_1 ([40]) che — come mostra lo specchietto — si trova all'interdizione. L'impulso provoca il passaggio in conduzione del transistore, con la conseguente commutazione a scatto del *binario* B_1; questo, che era passato allo stato zero, torna allo stato *1* (come è indicato nel rettangolino posto al di sotto della riga 4). In definitiva, il binario B_1 — che prima dell'impulso *4* si trovava nello sta-

([40]) - Dato il verso del collegamento, il diodo non crea ostacolo all'applicazione dell'impulso positivo alla base; esso si opporrebbe invece al trasferimento di impulsi negativi che, in altri passaggi di stato del *binario* B_2, potrebbero essere prodotti dal differenziatore $C_{2,1}$ $R_{2,1}$, dando luogo a commutazioni non volute.

to *1* — all'arrivo dell'impulso *4* passa *momentaneamente* nello stato zero (e provoca, con ciò, la commutazione di B_2) ma non ci rimane e ritorna, per effetto della reazione, nello stato *1* originario. Evidentemente, perchè il processo descritto possa verificarsi occorre che esso abbia il giusto tempo per evolversi e ciò richiede che ci sia un qualche ritardo nella nascita dell'impulso che comanda la ricommutazione di B_1 rispetto all'arrivo dell'impulso *4*; normalmente questo ritardo è già implicito nel susseguirsi delle commutazioni di un *binario* rispetto al precedente.

Terminato il processo descritto, lo stato dei quattro *binari* (B_0,*0*; B_1,*1*; B_2,*1*; B_3,*1*) è quello medesimo che, in assenza di reazione (figg. 35-36), si aveva all'arrivo dell'impulso *6*. All'arrivo dell'impulso successivo (impulso *5*) si ha la commutazione del solo *binario* B_0 (dallo stato *0* allo stato *1*) e la situazione che ne risulta è identica a quella



B_3	B_2	B_1	B_0	n_b
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0→1	0	4→6
0	1	1	1	7
0	0→1	0	0	8→12
1	1	0	1	13
1	1	1	0	14
1	1	1	1	15
0	0	0	0	16

Fig. 38 — Specchietto grafico e tabella indicanti lo stato dei circuiti binari al susseguirsi dei 10 impulsi d'ingresso oltre gli andamenti del segnale d'ingresso e delle tensioni d'uscita di ciascun circuito binario.

che, in assenza di reazione, si aveva dopo un numero di impulsi $n_b=7$; il numero n_b degli impulsi corrispondenti in assenza di reazione è indicato nell'ultima colonna della tabella della figura 38.

L'arrivo del sesto impulso provoca la successiva commutazione di tutti i quattro circuiti binari: a causa, però, del collegamento di reazione fra l'uscita di B_3 e l'entrata sinistra di B_2, si ripete fra i circuiti binari B_3 e B_2 il complicato processo che si era verificato fra i circuiti binari

B_2 e B_1 in corrispondenza al quarto impulso. Il circuito binario B_2, a causa dell'impulso di reazione, subisce una ricommutazione allo stato *1*; cosicchè lo stato dei quattro *binari* (B_0,*0*; B_1,*0*; B_2,*1*; B_3,*1*) diviene quello corrispondente all'arrivo di $n_b = 12$ impulsi nella scala della figura 35.

Il comportamento dei *binari* all'arrivo del settimo, ottavo e nono impulso non presenta alcun carattere di rilievo e può essere agevolmente seguito sullo specchietto della figura 38: esso è quello medesimo che nella scala binaria della figura 35 si aveva all'arrivo degli impulsi *13*, *14*, e *15* (fig. 36). Al decimo impulso tutti i circuiti binari subiscono la commutazione, tornando allo stato *0* che si aveva all'inizio del conteggio, come si aveva all'arrivo del sedicesimo impulso nella scala binaria senza reazione (figg. 35-36).

La tensione d'uscita v_3 del circuito binario B_3 — che è tensione di uscita dell'intera *decade* — è applicata ad un circuito differenziatore e ad un cimatore che lasci passare i soli impulsi negativi: lo scatto in discesa, che v_3 subisce al decimo impulso (passaggio dallo stato *1* allo stato *0*), dà allora luogo ad un impulso negativo, che può essere utilizzato per comandare una decade successiva. In definitiva la scala decadica — completata col differenziatore ed il cimatore — fornisce un impulso di uscita ogni 10 impulsi d'ingresso ed è perciò un divisore per 10 (*demoltiplicatore decadico*) del numero degli impulsi: pensato come una unità circuitale (fig. 39), esso è uno dei dispositivi più usati nella moderna strumentazione elettronica. Disponendo in cascata un certo numero n di tali demoltiplicatori decadici si ottiene una *scala decadica* che divide per 10^n la frequenza degli impulsi.

I demoltiplicatori decadici sono normalmente dotati di apposite lampadine-spia od altri indicatori ottici più efficienti che indicano il numero degli impulsi entrati nel demoltiplicatore da un certo istante in poi; così, nel demoltiplicatore schematizzato nella figura 39 *b*), prima dell'entrata degli impulsi è accesa la spia *zero*. All'entrata del primo impulso essa si spegne e si accende la spia *1* e così di seguito fino al nono impulso in cui, come è indicato in figura, si accende la spia *9* ([41]); all'arrivo del decimo impulso si riaccende la spia *0* e si ha all'uscita un

([41]) - Il sistema è puramente indicativo; nei demoltiplicatori moderni un dispositivo ottico indica direttamente, con cifra luminosa, il numero degli impulsi entrati, come è indicato nella parte inferiore della figura 40.

impulso ([42]). Se al primo demoltiplicatore è connesso in cascata un secondo (come è indicato nella figura 39 *c*), il sopradetto impulso fa accendere la spia *1* di questo: dopo altri 10 impulsi di entrata (numerati pro-

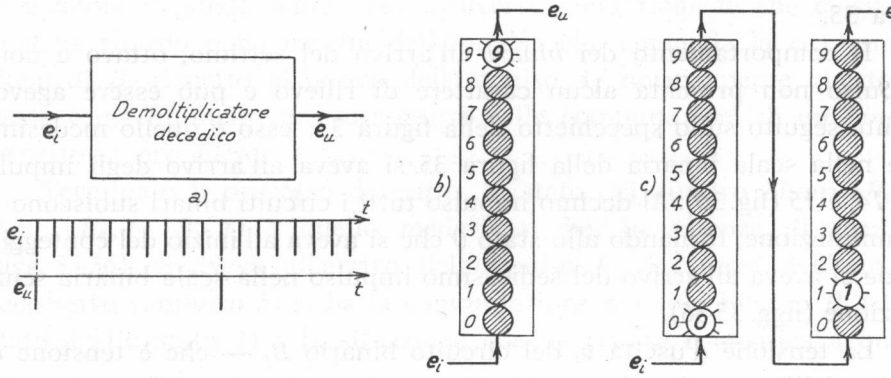


Fig. 39 — Il *demoltiplicatore decadico*, il cui funzionamento è indicato in *a*), è normalmente dotato di indicatori ottici che rivelano il numero di impulsi entrati.

gressivamente dagli indicatori luminosi della prima *decade*) si accenderà la spia *2* della seconda decade e così di seguito, di dieci in dieci impulsi che giungono all'ingresso.

Se si hanno varie decadi in cascata, schematicamente disposte come nella figura 40, gli indicatori delle medesime riveleranno rispettivamente, da destra verso sinistra, le cifre delle unità, delle decine, delle centinaia, ecc. del numero di impulsi entrati entro l'apparecchio; per esempio, la situazione indicata nella figura 40 si ha dopo l'entrata nel demoltiplicatore di *95403* impulsi. La scala di demoltiplicazione decadica dotata degli indicatori luminosi costituisce un *contatore* decadico che conta (o, come suol dirsi, *totalizza*) il numero degli impulsi applicati al suo ingresso. Nel caso delle cinque decadi del demoltiplicatore della figura 40 il massimo numero di impulsi che il contatore può totalizzare è *99.999*; al giungere del centomillesimo impulso il contatore *trabocca* e fornisce un impulso all'uscita, effettuando così la demoltiplicazione per 10^5 ([43]).

([42]) - Si suol dire che il demoltiplicatore *trabocca.*

([43]) - Nella situazione della figura 40 non è presente all'uscita alcun impulso; mancano ancora *4597* impulsi affinchè il contatore *trabocchi* e fornisca all'uscita un'impulso.

Il contatore decadico è il costituente essenziale del contatore di impulsi indicato nella figura 17 del n. 7: spesso comprende ben otto decadi

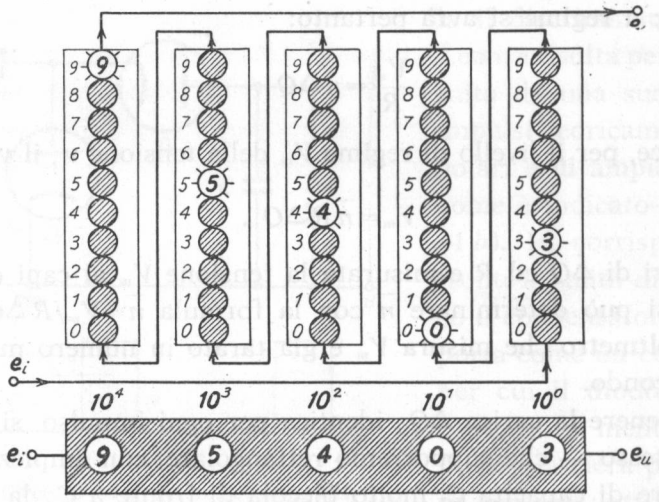


Fig. 40 — Sono entrati nel *contatore decadico 95403* impulsi.

ed è poi sempre dotato dei dispositivi per il riporto a zero di tutti i circuiti binari e dei sistemi per iniziare e terminare il conteggio in istanti prestabiliti.

13. — Misuratore del ritmo medio degli impulsi.

Come è stato detto nel n. 7, il *misuratore del ritmo medio degli impulsi* ("counting rate meter,,) è un dispositivo che consente la misura diretta del numero medio al secondo degli impulsi applicati al suo ingresso. Il concetto su cui esso è basato è il seguente: ad ogni impulso utile che esce dal discriminatore si fa corrispondere un ben determinato apporto di carica ΔQ ad un condensatore C; in tal modo, se il numero medio di impulsi al secondo è $\overline{n}$, si ha un apporto medio di $\overline{n}\,\Delta Q$ coulomb al secondo, che tende a far salire la tensione v del condensatore. D'altra parte, ai morsetti del condensatore è collegata una resistenza R che tende a scaricare il condensatore stesso: se v è la tensione del condensatore, si ha una corrente di scarica v/R, cioè una diminuzione media di carica di v/R coulomb al secondo. Manifestamente, la tensione del condensatore, sotto le due azioni contrastanti di carica (in ragione di $\overline{n}\,\Delta Q$

coulomb al secondo) e di scarica (in ragione di v/R coulomb al secondo), dopo un processo transitorio più o meno lungo, si stabilirà ad un livello medio di regime V_m in cui tante cariche escono ad ogni secondo quante ne entrano; a regime si avrà pertanto:

$$(1) \qquad \frac{V_m}{R} = \bar{n}\,\Delta Q \ .$$

Se ne deduce, per il livello di regime V_m della tensione v, il valore:

$$(2) \qquad V_m = \bar{n}\,R\,\Delta Q \ .$$

Noti i valori di ΔQ ed R e misurata la tensione V_m ai capi del condensatore C, si può determinare $\bar{n}$ con la formula $\bar{n} = V_m/R\,\Delta Q$; normalmente il voltmetro che misura V_m è già tarato in numero medio di impulsi al secondo.

Per ottenere la carica ΔQ, identica per ogni impulso, si carica con l'impulso stesso — che supporremo rettangolare, con ampiezza E — un condensatore di capacità C_1 molto piccola di fronte a C; la carica così acquisita dal piccolo condensatore, EC_1, viene riversata nel condensatore C, semplicemente collegando C_1 a C. Se, come si è supposto, C_1 è molto piccolo di fronte a C, esso si scarica in modo praticamente completo nel collegamento ([44]), per cui l'apporto di carica al condensatore C risulta:

$$(3) \qquad \Delta Q \cong EC_1 \ .$$

L'operazione viene ripetuta (naturalmente in modo automatico) per ogni impulso in arrivo, per cui il condensatore C assumerà, per quanto sopra visto, la tensione di regime:

$$(4) \qquad V_m = \bar{n}\,R\,\Delta Q \cong \bar{n}\,RC_1 E \ .$$

La carica del condensatore C_1 ed il collegamento di C_1 al condensatore C sono effettuati mediante due diodi (a vuoto od a cristallo) disposti nel

---

([44]) - La carica EC_1 si distribuisce sulla capacità complessiva che è $C+C_1$ e pertanto la tensione diviene $EC_1/(C+C_1)$. La carica su C risulta pertanto:

$$C\frac{EC_1}{C+C_1} = E\frac{CC_1}{C+C_1} = EC_1\frac{1}{1+C_1/C} \ ;$$

se C è molto maggiore di C_1 la carica conferita a C risulta praticamente uguale ad EC_1.

modo indicato nella figura 41 *a*); il complesso è spesso denominato *pompa a diodi*. In esso il generatore a sinistra dei morsetti *AA'* rappresenta lo organo che fornisce gli impulsi al circuito e, perciò, all'atto pratico, simula il discriminatore; la sua f.e.m. *e* risulta pertanto costituita da una successione di impulsi teoricamente rettangolari e di ampiezza uguale, come è indicato nella figura 41 *b*). In corrispondenza al fronte in salita di ogni impulso il condensatore C_1 si comporta come un cortocircuito, per cui il diodo D_1 diverrà conduttore mentre il diodo D_2 non lascierà passare alcuna corrente; attraverso R_i ed il diodo D_1 (che si comporta come una resistenza R_{eq}) il condensatore C_1 si caricherà e — se la costante di tempo C_1 $(R_i + R_{eq})$ è più piccola della durata τ dell'impulso — assumerà una tensione pari all'ampiezza E dell'impulso. Alla fine dell'impulso la tensione applicata si annulla; ma la tensione del condensatore non può annullarsi istantaneamente, per cui la situazione del circuito risulta quella indicata nella figura 42. Dato il segno della tensione presente ai capi di C_1, il diodo D_1 si comporta come un circuito aperto mentre il diodo D_2 diviene conduttore. Attraverso ad esso ed alla resistenza R_i il condensatore C_1 si scarica su C; in questo processo di carica di C la presenza di R non esercita alcun effetto perchè C costituisce praticamente un cortocircuito di fronte ad essa.

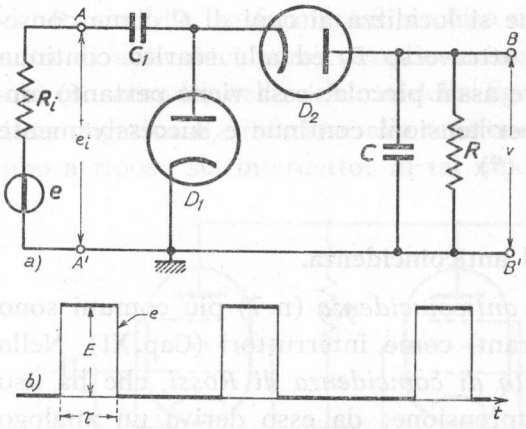


Fig. 41 — Circuito base del misuratore del ritmo medio degli impulsi.

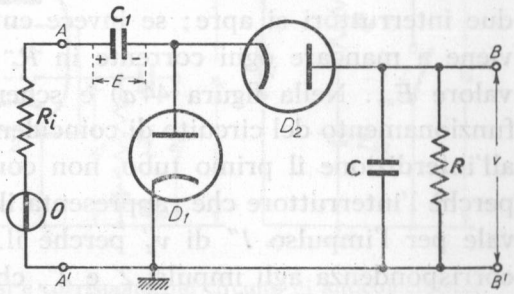


Fig. 42 — Situazione della *pompa a diodi* alla fine di un impulso.

Le operazioni sopradette si ripetono per ogni impulso in arrivo; naturalmente se si vuole che, ogni volta, la scarica di C_1 (carico alla

tensione E) sia praticamente completa, in modo che l'apporto di carica ΔQ al condensatore C sia costante, occorre che la tensione v ai capi di C rimanga sempre molto piccola di fronte ad E e ciò può essere fatto con una conveniente scelta di R e C per ogni valore di $\bar{n}$. Deriva da ciò che la tensione V_m, che a regime si localizza ai capi di C come conseguenza delle cariche successive attraverso D_2 ed alla scarica continua attraverso ad R, risulterà sempre assai piccola: essa viene pertanto amplificata con un amplificatore per tensioni continue e successivamente letta con un normale voltmetro ([45]).

14. — Circuiti di coincidenza ed anticoincidenza.

I *circuiti di coincidenza* ed *anticoincidenza* (n. 7) più comuni sono basati sull'impiego di tubi operanti come interruttori (Cap. XI). Nella figura 43 *a*) è mostrato il *circuito di coincidenza di Rossi*, che ha uso molto vasto ed è di facile comprensione: da esso deriva un analogo circuito attuato con transistori. I due tubi — le cui griglie di comando hanno polarizzazione zero — operano come due interruttori che, a riposo, sono chiusi e si aprono quando alle griglie sono applicati impulsi negativi abbastanza ampi da portare i tubi all'interdizione. Con riferimento allo schema di principio semplificato della figura 43 *b*), a riposo la tensione d'uscita v_u è zero ([46]) e rimane zero anche se uno dei due interruttori si apre; se invece entrambi gli interruttori si aprono, viene a mancare ogni corrente in R_c e perciò la tensione v_u scatta al valore E_{ao}. Nella figura 44 *a*) è schematizzato in maniera evidente il funzionamento del circuito di coincidenza: all'impulso *1'* di v_g', che porta all'interdizione il primo tubo, non corrisponde alcun segnale in uscita perchè l'interruttore che rappresenta il secondo tubo è chiuso: lo stesso vale per l'impulso *1''* di v_g'' perchè il tubo *1* è conduttore; invece, in corrispondenza agli impulsi *2'* e *2''*, che si manifestano contemporaneamente sulle due griglie portando entrambi i tubi all'interdizione, si ha un impulso all'uscita avente ampiezza E_{ao}. È immediata l'estensione al

---

([45]) - Più spesso, per ottenere maggiore precisione nel processo, si incorpora il gruppo *CR* (quale impedenza di reazione) in un amplificatore operazionale, alla cui uscita è disposto il voltmetro.

([46]) - Nel circuito reale ciò non sarà esattamente vero, come vedremo fra breve, ma l'errore che si commette ammettendo $v_g = 0$ è molto piccolo.

caso in cui gli impulsi coincidono solo per una parte della loro durata oppure hanno durata diversa fra loro: in ogni caso si ha un impulso in uscita avente ampiezza E_{ao} e durata pari al tempo in cui entrambi gli interruttori risultano aperti.

È possibile trasformare il circuito di coincidenza di Rossi in un circuito di anticoincidenza, semplicemente dando alla griglia di uno dei tubi (il secondo, nello schema della fig. 43 *c*) una tensione di polarizzazione negativa E_{go} inferiore alla tensione di interdizione V_{gi}, così che il tubo a riposo sia interdetto: in tal modo, a riposo, i due tubi operano

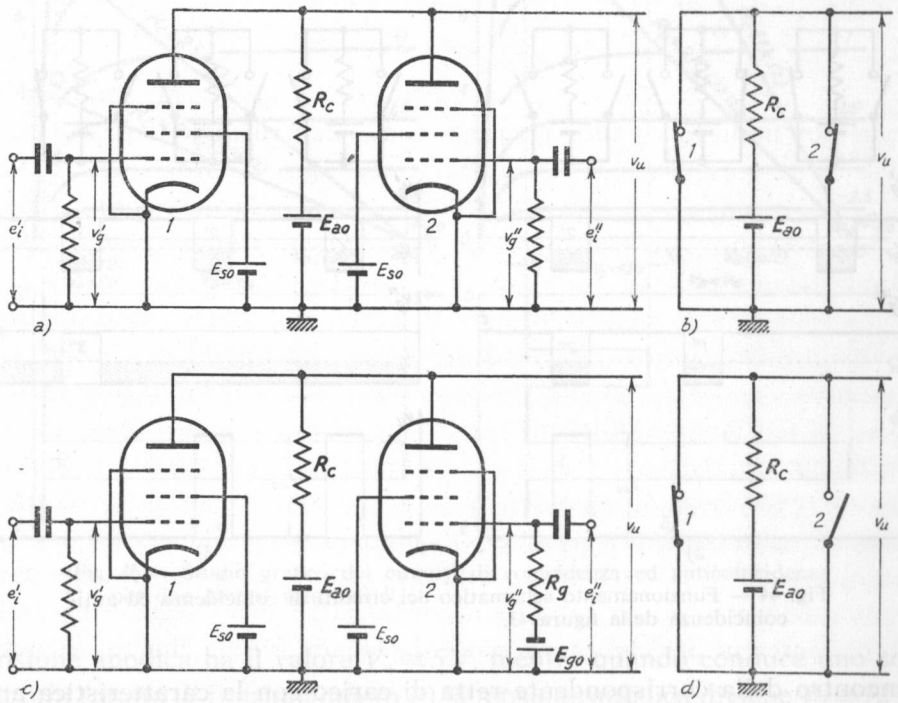


Fig. 43 — Circuito di coincidenza di Rossi e corrispondente circuito di anticoincidenza.

come due interruttori, l'uno aperto e l'altro chiuso, come è indicato nello schema di principio della figura 43 *d*). In tali condizioni ad ogni impulso negativo, di ampiezza sufficiente, applicato alla griglia del tubo conduttore, corrisponde sempre un impulso di ampiezza E_{ao} nella tensione v_u di uscita; se, però, giunge contemporaneamente alla griglia del tubo normalmente interdetto un impulso positivo che lo renda conduttore, l'impulso d'uscita viene a mancare. Il funzionamento del circuito di antico-

incidenza è schematicamente indicato nella figura 44 *b*): agli impulsi d'ingresso *1'* e *2'* di v'_g corrispondono due impulsi nella tensione di uscita v_u, mentre non si ha impulso di uscita in corrispondenza all'impulso *3'* perchè contemporaneamente ad esso si ha l'impulso *3''* di v''_g.

Lo studio effettivo del circuito di coincidenza di Rossi e del corrispondente circuito di anticoincidenza può compiersi per via grafica partendo dalle caratteristiche anodiche del tubo: osserviamo che quando uno dei due tubi è interdetto, l'altro viene ad avere una resistenza di carico pari alla R_c ed il suo comportamento è caratterizzato dal punto

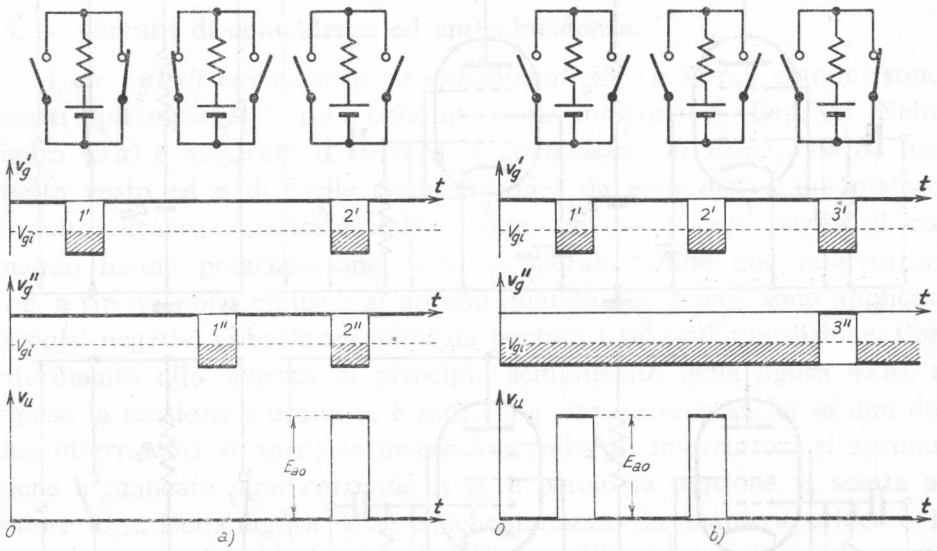


Fig. 44 — Funzionamento schematico dei circuiti di coincidenza ed anticoincidenza della figura 43.

d'incontro della corrispondente retta di carico con la caratteristica anodica di parametro $V_g=0$. Quando, invece, conducono entrambi i tubi, tutto avviene come se ciascuno di essi avesse una resistenza di carico $R_c'=2R_c$ ([47]); per ciascun tubo, pertanto, le condizioni di funzionamento sono caratterizzate dal punto d'incontro della caratteristica $V_g=0$ con la retta di carico corrispondente ad E_{ao} ed alla resistenza $R'_c=2R_c$. Nella

([47]) - Le due resistenze R'_c, in parallelo fra loro, formano naturalmente l'effettiva resistenza R_c.

figura 45 *a*) è eseguita la costruzione delle due rette di carico nel caso particolare in cui i tubi siano pentodi *6AU6*, la tensione di alimentazione abbia il valore $E_{ao} = 200$ V e sia inoltre $R_c = 25$ kΩ; dalla costruzione deriva che, quando entrambi i tubi conducono (punto di funzionamento *Q*), la

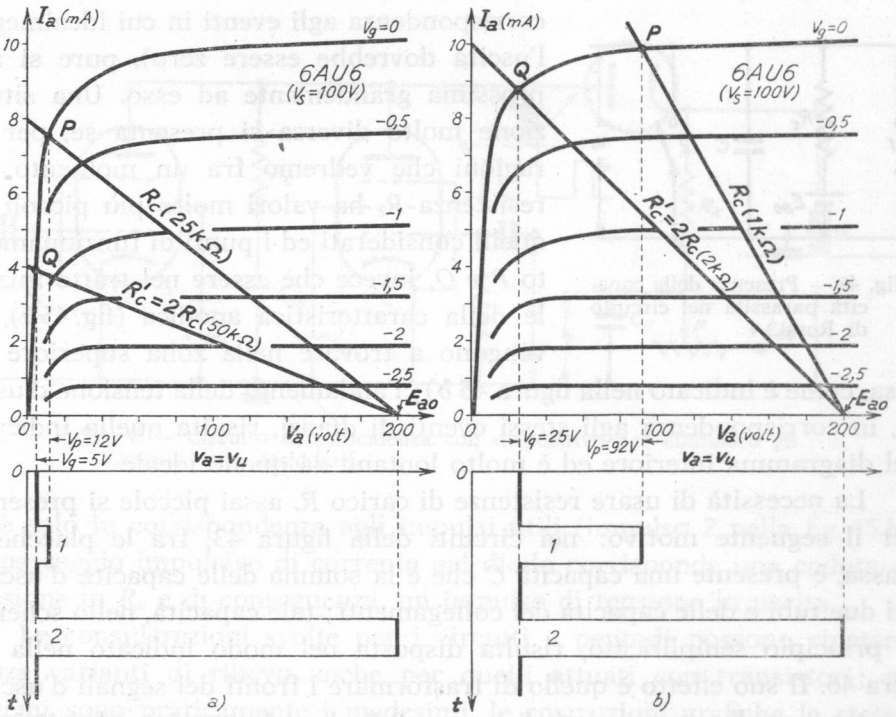


Fig. 45 — Studio grafico dei circuiti di coincidenza ed anticoincidenza per due diversi valori di R_c.

tensione anodica ha il valore $V_q \cong 5$ V, mentre quando conduce uno solo dei tubi (punto di funzionamento *P*) la tensione anodica diviene $V_p \cong 12$ V; se poi entrambi i tubi sono interdetti, la tensione anodica assume naturalmente il valore $E_{ao} = 200$ V.

Nel diagramma tracciato nella figura 45 *a*), inferiormente alle caratteristiche, è indicato l'andamento della tensione d'uscita v_u ([48]) del circuito di coincidenza o di anticoincidenza, in corrispondenza a due diverse combinazioni di impulsi d'ingresso: l'impulso di uscita *1* corrisponde

([48]) - La tensione di uscita coincide con la tensione anodica di ciascun tubo pensato colla resistenza di carico R_c od R'_c

alla situazione in cui uno dei tubi conduce e l'altro è interdetto, mentre l'impulso *2* corrisponde all'interdizione di entrambi i tubi. Dall'esempio considerato appare che, pur non essendo il comportamento reale esattamente uguale a quello ideale (perchè la tensione d'uscita a riposo ha valore $V_q \cong 5$ V invece che zero e perchè si ha impulso non nullo in corrispondenza agli eventi in cui idealmente l'uscita dovrebbe essere zero), pure si approssima grandemente ad esso. Una situazione molto diversa si presenta se, per le ragioni che vedremo fra un momento, la resistenza R_c ha valori molto più piccoli di quelli considerati ed i punti di funzionamento P e Q, invece che essere nel tratto iniziale della caratteristica anodica (fig. 45 *a*), si vengono a trovare nella zona superiore di essa, come è indicato nella figura 45 *b*); l'andamento della tensione d'uscita, in corrispondenza agli stessi eventi di dianzi, risulta quella indicata nel diagramma inferiore ed è molto lontano da quello ideale.

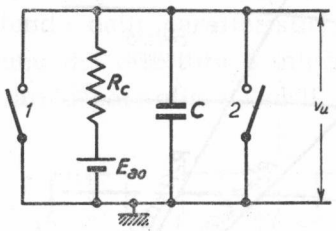


Fig. 46 — Presenza della capacità parassita nel circuito di Rossi.

La necessità di usare resistenze di carico R_c assai piccole si presenta per il seguente motivo: nei circuiti della figura 43, fra le placche e massa, è presente una capacità C che è la somma delle capacità d'uscita dei due tubi e delle capacità dei collegamenti; tale capacità, nello schema di principio semplificato, risulta disposta nel modo indicato nella figura 46. Il suo effetto è quello di trasformare i fronti dei segnali d'uscita in esponenziali con costanti di tempo R_cC; la deformazione da ciò prodotta potrebbe causare seri inconvenienti quando gli impulsi sono molto stretti e frequenti ed allora si fa uso di resistenze R_c piccole (anche poche centinaia di ohm) onde mantenere piccolo il valore della costante di tempo R_cC. Si cade, però, in tal modo nel tipo di funzionamento schematizzato nella figura 45 *b*), onde si impone l'adozione di qualche provvedimento per eliminare gli impulsi spurii (impulso *1* nella fig. 45 *b*). Un rimedio può essere quello di disporre, all'uscita del circuito di coincidenza od anticoincidenza, un discriminatore d'ampiezza, il quale lasci passare solo gli impulsi più ampi; una soluzione molto semplice è quella indicata nella figura 47 ([49]), in cui l'effetto di discriminazione è ottenuto

([49]) - Nella figura 47 è indicato un circuito di coincidenza, ma nulla cambierebbe per un circuito di anticoincidenza.

mediante un diodo. La placca di questo è collegata alle placche dei due pentodi mentre il catodo è tenuto, attraverso ad una resistenza R_k, ad una tensione V_o superiore a V_p, ma inferiore ad E_{ao}, ottenuta mediante il partitore P dalla sorgente continua E_{ko}; in tal modo passa corrente nel diodo solamente quando il potenziale di placca è superiore a V_o,

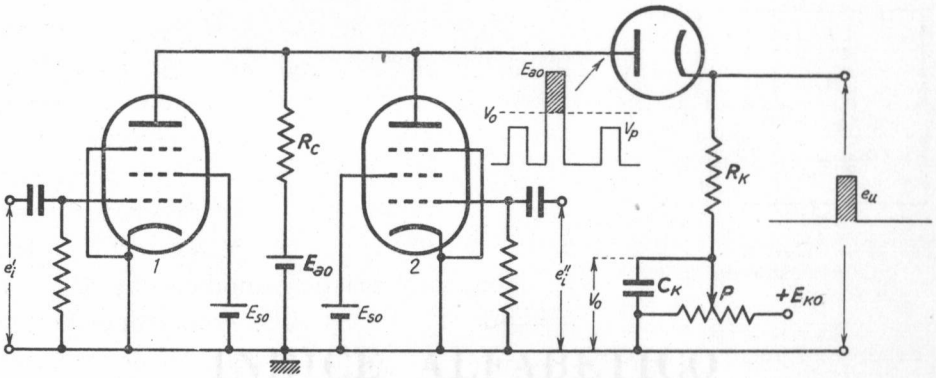


Fig. 47 — Circuito di coincidenza con dispositivo per eliminare gli impulsi non desiderati.

cioè solo in corrispondenza agli impulsi utili (impulso *2* nella fig. 45 *b*). Al passaggio impulsivo di corrente nel diodo corrisponde una caduta di tensione in R_k e di conseguenza, un impulso di tensione in uscita.

Le considerazioni svolte per i circuiti a pentodi possono ripetersi senza varianti di rilievo anche per quelli attuati con transistori; gli schemi sono praticamente i medesimi, le costruzioni grafiche le stesse, per cui l'esame compiuto per i circuiti a tubi può ritenersi sufficiente per gli scopi di questa parte applicativa.

INDICE ALFABETICO

A

ABRAHAM (multivibratore di) 457-77, 588-9
Accoppiamento catodico 170-90
— di emettitore 168-90, 493-503, 515-22
Alimentazione degli amplificatori per tensioni continue 269, 303-9
Alta frequenza (compensazione in) 246-74
Ampiezza degli impulsi (analisi di) 617-9, 627.
— (discriminatore di) 627-31
— (distorsione di) 226-30
Amplificatore 77-317, 333-61, 396, 401, 600-12, 618-27
— a capacità e resistenza 191-274, 311
— a chopper 310-7
— a doppia entrata 167-90, 308
— a doppia uscita 115-39, 179-90
— a più stadi 191-317
— a resistenza 77-190
— a resistenza e capacità 191-274, 311
— ad accoppiamento catodico 169-90, 494
— ad accoppiamento di emettitore 169-90, 493, 515
— ad entrata catodica 109-15, 167-9
— ad entrata di emettitore 149-54
— ad entrata di base 125-49, 155-66
— ad entrata di griglia 84-104, 115-24
— bifase ad accoppiamento di emettitore 183, 548
— bilanciato ad accoppiamento di emettitore 181
— compensato in alta frequenza 246-74
— compensato in bassa frequenza 243-5
— con doppia resistenza di carico 115-39
— con doppio segnale d'ingresso 167-90, 308
— con uscita anodica 89-93, 109-15
Amplificatore con uscita anodica e catodica 115-24
— con uscita catodica 99-106
— con uscita di collett. ed emettitore 125-39
— con uscita di emettitore 149-54
— differenziale 166-90
— differenziale simmetrico 179-90
— lineare per impulsi 618-21
— logaritmico 607-12
— operazionale 339-61
— parafase 183
— per impulsi 618-27
— per tensioni continue 275-317
— push-pull 181, 187-90
— stabilizzato a chopper 314-7
— video 225-74, 544, 580
Amplificazione 77-317
— della corrente delle camere di ionizzazione 600-12
— di correnti a denti di sega 590-2
— di impulsi 618-27
— di segnali video 225-74, 544, 580
— di tensioni contiue 275-317
— video 225-74, 544, 580
Analisi di ampiezza degli impulsi 617-8, 627
Analizzatore di ampiezza di impulsi 617-8
Analogico (calcolo) 356-61
Anticoincidenza (circuito di) 618-8, 648-53
Astabile (circuito a scatto) 454-5, 457-78, 494, 523-30, 533
Attenuatore a resistenza 40-3
— compensato 285-9
Attenuazione (rapporto di) 40-3
— in decibel 41-3
Azzeramento degli amplificatori per tensioni continue 293

B

Banda passante di un amplif. 199, 212, 260, 621
Base a massa (amplificatore con) 149-54
Bilanciato (amplificatore) 187-90
Binaria (numerazione 638-9
— (scala di demoltiplicazione) 514, 631-9
Binario (circuito) 512-5, 632-45
— demoltiplicatore 631-9
Bipolo elettronico con resistenza alta 161-6, 173
— bassa 291
Bistabile (circuito a scatto) 454, 503-22, 531
Bloccato (oscillatore) 522-30, 538-40, 557, 562, 588-90
Bootstrap (circuito) 551-4

C

Cadenza (pilota di) 538-9, 562
Calcolatore analogico 356-61
Calcolo analogico 356-61
Camera di ionizzazione 596-604, 607
— a corrente 599
— compensata 607
Campanello (circuito a) 449-52, 555
Cannone elettronico 546, 574
Capacità 18-22
— (collegamento a) 191-274
— d'entrata e di uscita 197-8, 202, 207, 214-6
Caratteristica di entrata 128-34
— di funzionamento 85-7, 95-7, 108, 118-20, 128-34
— di regolazione dinamica 126
— mutua dinamica 84, 94
Carica di un condensatore 18-22
— di una linea 369-71, 542-3
Carico (retta di) 79, 84, 94, 106, 116, 126
Cathode follower (v. *trasferitore catodico*)
Catodica (entrata) 109-15,167-9
— (polarizzazione) 193-4, 218-22, 247
— (uscita) 99-106
Catodico (accoppiamento) 170-90
— (trasferitore) 99-106
Chopper 310-7
— (amplificatore a) 310-7
— (stabilizzazione a) 314-7
Cimatore (circuito) 386-401, 557-8
— a diodo 386-92
Cimatore a transistore 397-401
— a triodo 392-6
Cimatura dei segnali 386-401
Cinescopio 574
Circuito a scatto 453-533
— astabile 454-5, 457-78, 494, 523-30, 533
— binario 512-5, 632-45
— bistabile 454, 503-22, 531
— di Eccles-Jordan 503-15, 570
— di Schmitt 515-22, 567, 628-31
— monostabile 454, 477-503, 523-33, 549, 565, 568
Circuito campanello, di coincidenza, differenziatore ecc.: vedi *campanello, coincidenza, differenziatore,* ecc.
Clamper 402
Clipping 386
Coefficieinte di merito di un tubo 238
Coincidenza (circuito di) 616-8, 648-53
Collegamento degli amplificatori a capacità 191-274
— a partitore e controtensione 279-93
— diretto 279-93
Collettore a massa (amplificatore con) 93-106, 144-49
Combinazione lineare 319-56
Compensazione di un partitore resistivo 286-9
— in alta frequenza 246-74
— in bassa frequenza 243-5
Comunicazioni ad impulsi 556-71
Condensatore di accoppiamento 192
— di compensazione 286, 482-3, 504
Configurazione di Darlington 157-61
Contatore 599-600
— di Geiger e Muller 600
— di impulsi 615, 645
— proporzionale 600
Conteggio degli impulsi 614-8, 639-45
Contrasto (in televisione) 583
Controbatteria (collegamento a) 277
Controtensione 277, 279
Cortocircuito virtuale 350-2
Costante di tempo 21
Counting rate meter 645
Curva di risposta degli amplificatori 200-1, 205, 211, 217, 230, 252-3, 257
— dei partitori filtranti 46-7, 49-50, 56, 62, 66
Curva luogo 52, 214

D

DARLINGTON (configurazione di) 157-61
Dati numerici su pentodi televisivi 238
— su transistori 135
— su triodi e pentodi 88, 238
Decibel 41-3
— (attenuazione in) 41
— (guadagno in) 42
— (tavola dei) 42
Deflessione elettrostatica 546, 576
— magnetica 577-8
Degenerazione di emettitore 246
Demodulazione (nelle comunicazioni ad impulsi) 559, 570-1
Demoltiplicatore binario 615, 631
— decadico 643-5
Demoltiplicazione di frequenza 514
— del numero di impulsi 514, 632, 639-45
Densità spettrale del rumore 623-7
Denti di sega (corrente a) 577-8, 586-93
— (generatori di) 416-33, 549-54
— (tensioni a) 416-33, 549-54
Deriva 293-303, 310-17, 356
— (errore di) 294-5, 317
Derivatore (circuito) 323-6, 330-4
— amplificatore 346-50, 355
Derivazione 319-20, 330-4, 357
Differenziale (amplificatore) 168-90
— (circuito) 87-92, 96-105, 109-15, 120-4, 134-54
Differenziatore (circuito) 323-6
Diodo a gas 292
— Zener 291-2
Discriminatore d'ampiezza degli impulsi 615-8, 627-31
Dislivello relativo 232-6, 241-5, 261
Disposizioni fondamentali di tubi e transistori 81-4
Distorsione 228-36

E

ECCLES-JORDAN (circuito di) 503-15, 570
Effetto Miller 342, 347-9
— mitraglia 625
— Zener 291
Elettrometrico (tubo) 602, 604
Emettitore a massa 84-104, 139-43
— (accoppiamento di) 168-90, 493-503, 515-22
— (degenerazione di) 246
Emettitore (entrata di) 149-54
— (trasferitore di) 144-9
— (uscita di) 99-106, 144-9
Entrata catodica 109-15, 167-9
— di base 125-49, 155-66
— di emettitore 149-54
— (capacità di) 197-8, 202, 207, 214-6, 347-9
— (impedenza di) 341-2
— (resistenza equivalente di) 111-5, 129, 133, 137-54
Esponenziale (funzione) 24-8
— (gradino) 30
— (impulso) 30

F

Fase (distorsione di) 229-30
Fattore di reazione 339
Filtrante (partitore) 43-76
Filtro passa-banda 213
— passa-alto 47-50, 52-59, 64-76, 196-9, 325
— passa basso 45-7, 52-64, 68-76, 198-9, 323
Fissaggio 401-14
Fissatore 402-14
— a diodo 403-12
— a transistore e triodo 413-4
Flip-flop 504
Fondo (rumore di) 623-7
Formatore (circuito) di guizzi 433-48
— di segnali a denti di sega 416-33
Frequenza (demoltiplicazione di) 514
— di taglio di una linea artificiale 377-81
— di un multivibratore 463-6, 474
Frequenze caratteristiche di un amplificatore 199
Fuga (condensatore di) 194, 220
Funzione a gradino 11
— a rampa 11-2
— caratteristica dei partitori 55-8
— di trasferimento dei partitori ed amplificatori 51-2 212-4
— esponenziale 24-8

G

Gas (tubo a) 292
GEIGER (contatore di) 600
Generatore di correnti a denti di sega 577-8, 586-93
— di marche di distanza 554-6
— di segnali a gradino 16-7

Generatore di segnali a guizzo 433-48
— di segnali rettangolari 372-5, 477-503
— di tensioni a denti di sega 416-33
Gradino (funzione) 11
— (segnale a) 12-21
— (tensione e corrente a) 12
Grilletto (impulso) 453, 455, 478-9, 495-7, 503, 509-14, 528
— (segnale a) 433, 485-6
— (tubo) 485, 528-9
Guadagno in decibel 42, 47, 50
— di un amplificatore 90, 201-2
Guizzi (generatore o formatore di) 433-48

I

Iconoscopio 574
Impedenza d'ingresso degli amplificatori 340-1
— interna di un amplificatore 339
Impulsi (comunicazione ad) 556-71
Impulso esponenziale 30
— grilletto 453, 455, 478-9, 495-7, 503, 509-14, 528
— rettangolare 15, 68-70, 231-6
Indicatore radar 543-56
Ingresso (capacità di) 197-8, 202, 207, 214-6, 347-9
— (caratteristica di) 129-33
— (impedenza di) 341-2
— (resistenza equivalente di) 111-5, 129, 133, 137-54
Integratore (circuito) 320-3, 326-9, 333-6, 345
— (amplificatore) 345-50, 337-61
— di Miller 349
Integrazione 319-20
Interdizione dei transistori 397-401, 414, 430-3, 437, 448, 464-7, 487-92
Interruttore elettronico 396, 401, 414, 424-33
Invertitore di fase 124
— di segno 353
Ionizzazione (camera di) 596-604, 607
— (rivelatore ad) 596

L

Linea 363-81
— artificiale 375-81
— come elemento circuitale 368-75
— di ritardo 375-81
Lineare (circuito) 8-10
Lineari (operazioni) 319-81

M

Macchina calcolatrice analogica 356-61
Marche di distanza 554-6
Massa virtuale 351
Merito (coefficiente di) 238
MILLER (effetto) 342, 347-9
— (integratore di) 349
Misura del periodo di un reattore 612-4
— del ritmo medio degli impulsi 616, 645-8
Mitraglia (effetto) 625
Modulatore per magnetron 538-43
— a tubo duro 540
— a tubo molle 542
Modulazione degli impulsi 556-71
— in ampiezza 557-9
— in durata 559-60, 568-71
— in fase o posizione 560, 569-71
Multiplex ad impulsi (sistema) 561-8
Multivibratore 455, 457-503, 522-30
— astabile 454-5, 457-78, 494, 523-30, 533
— a trasformatore 522-30
— ad accoppiamento di emettitore 493-503, 568
— di Abraham 457-77, 588-9
— di ritardo 497
— monostabile 454, 477-503, 523-33, 549, 565, 568
— (periodo del) 463-6, 474-7
— simmetrico 463, 474
— (sincronizzazione del) 475-77, 592-3

N

NORTON (teorema di) 16
Nucleare (radiazione) 595-6
— (rivelatore) 596-600
— (strumentazione) 595-653

O

Onda a gradino 364-72
Operazionale (amplificatore) 339-61
Operazioni lineari 319-81
Oscillatore a denti di sega 533
— bloccato 522-30, 538-40, 557, 562, 588-90
— di rilasciamento 655

P

Parametri differenziali di transistori 135
— di tubi 88, 238
Partitore 39-76
— (collegamento a) 279-93
— compensato 286-9
— filtrante 43-76
— passa-alto 47-50, 52-59, 64-76, 196-9, 325
— passa-basso 45-7, 52-64, 68-76, 198-9, 323
— resistivo 39-43, 279-89
Passante (banda) 199, 212, 260, 621
Pentodo televisivo 238
Periodo del multivibratore 463-6, 474-7
— del reattore nucleare 612-4
Periodometro 614
Pilota di cadenza 538-9, 562
Pompa a diodi 647
Push-pull 181, 187-90

R

Radar 537-56
— (indicatore del) 543-56
— (modulatore del) 538-43
— (portata del) 545
Radiazione nucleare 595-6
— (rivelazione della) 596-600
Rampa (funzione a) 11-2
— (segnale a) 71-6
Reazione negativa 104, 336-40
— negli amplificatori operazionali 340-7, 353
Regolatore elettronico di corrente 415
Regole pratiche per i circuiti *RC*, *RL* 32-3, 423
— per gli amplificatori a più stadi 262-3
Reinserzione della componente continua 402
Resistenza d'ingresso equivalente 111-5, 129, 133, 137-54
— interna equivalente di un amplificatore 90-3, 101-3, 113-5, 141-3, 147-9, 154
Retta di carico 79
Rettangolare (impulso) 15, 68-70, 231-6, 481, 484
— (tensione) 16-7, 391, 396-7, 400-1, 462, 465
Rettangolatore (circuito) 391, 396-7
Riflessione sulle linee 365-72
Ritmo medio degli impulsi 615-6, 645-8
— (misuratore di) 616, 645-8
Rivelatore nucleare 596-600
Rivelazione della radiazione nucleare 595-600
Rossi (circuito di coincidenza di) 648-53
Rumore 623-7
— negli amplificatori per impulsi 566-8, 623-7
— nelle comunicazioni ad impulsi 566-8

S

Salita (tempo di) 13-4, 17, 233-6, 239, 257-8, 261-4, 332
Saturazione dei transistori 397-401, 414, 430-3, 437, 448, 464-7, 475, 487-92
Sbilanciamento (tensione di) 296, 317
Scala binaria 514, 631-9
— decadica 643-5
— di demoltiplicazione 514, 631-45
Scansione 575-8
Scatto (circuiti a) 453-533
— (segnali a) 326-33, 415-52
Schmitt (circuito di) 515-22, 567, 628-31
— (discriminatore di) 627-31
Segnale 4-9
— a denti di sega 416-33, 549-54
— a gradino 12-21
— a grilletto 433, 485-6
— a guizzo 433-48
— a rampa 71-6
— a scatto 326-33, 415-52
— di sincronismo 475-7, 561-5, 570-1, 575, 579, 583-86
— impulsivo 15, 68-70, 231-6, 481, 484
— rettangolare 16-7, 391, 396-7, 400-1, 462, 465, 481, 484
— televisivo (costituzione del) 578-83
— video 225, 236
Sincronismo in televisione 578-9, 583-6
— nelle comunicazioni ad impulsi 561-5, 570-1
Sincronizzazione dei multivibratori 475-7
Sopraelevazione 256-8, 261-2
Squadratore (circuito) 391, 396, 400
Stabilizzazione (dispositivo di) 139, 195, 218-9, 247
Strumentazione nucleare 595-653

T

Televisione 573-93

Televisivo (segnale) 578-9, 583-6
Tempo di salita 13-4, 17, 233-6, 239, 257-8, 261-4, 332
— morto dei circuiti monostabili 482-4
Terra virtuale 351
Terziario (avvolgimento) 527-30
THEVENIN (teorema di) 16
Thyratron (circuiti a scatto con) 530-3
Tosatura dei segnali 386
Trama televisiva 575-6, 579-81
Transistore composto 160
— (disposizioni fondamentali del) 81-4
— (interdizione e saturazione del) 397-401, 414, 430-3, 437, 448, 464-7, 487-92
— (usato come interruttore), 401, 414-5 430-3
Trasferitore di emettitore 144-9
— catodico 99-106
— con resistenza d'ingresso elevata 157-66
— in cascata 157-9
Trasferimento (funzione di) 51-2, 212-4
— (rapporto di) 40-1, 44, 48, 50, 66
Traslazione temporale 226-9, 253-4, 363-81
— di un amplificatore 226-9, 253-4
— di una linea 363-81
Triodi (dati sui)
— (disposizioni fondamentali dei) 81-4
— usati come interruttori 396, 414, 416, 424-30
Tubi elettronici (dati sui) 88, 238
Tubo a gas 292
— a raggi catodici 546-8
— duro e molle 540-42
— elettrometrico 602, 604
— grilletto 485, 528-9
— modulatore 539-43
— usato come interruttore 396, 414, 416, 424-30

V

Video (amplificatore) 225-74, 544, 580
— (segnale) 225, 236